radio fernsehen elektronik

3

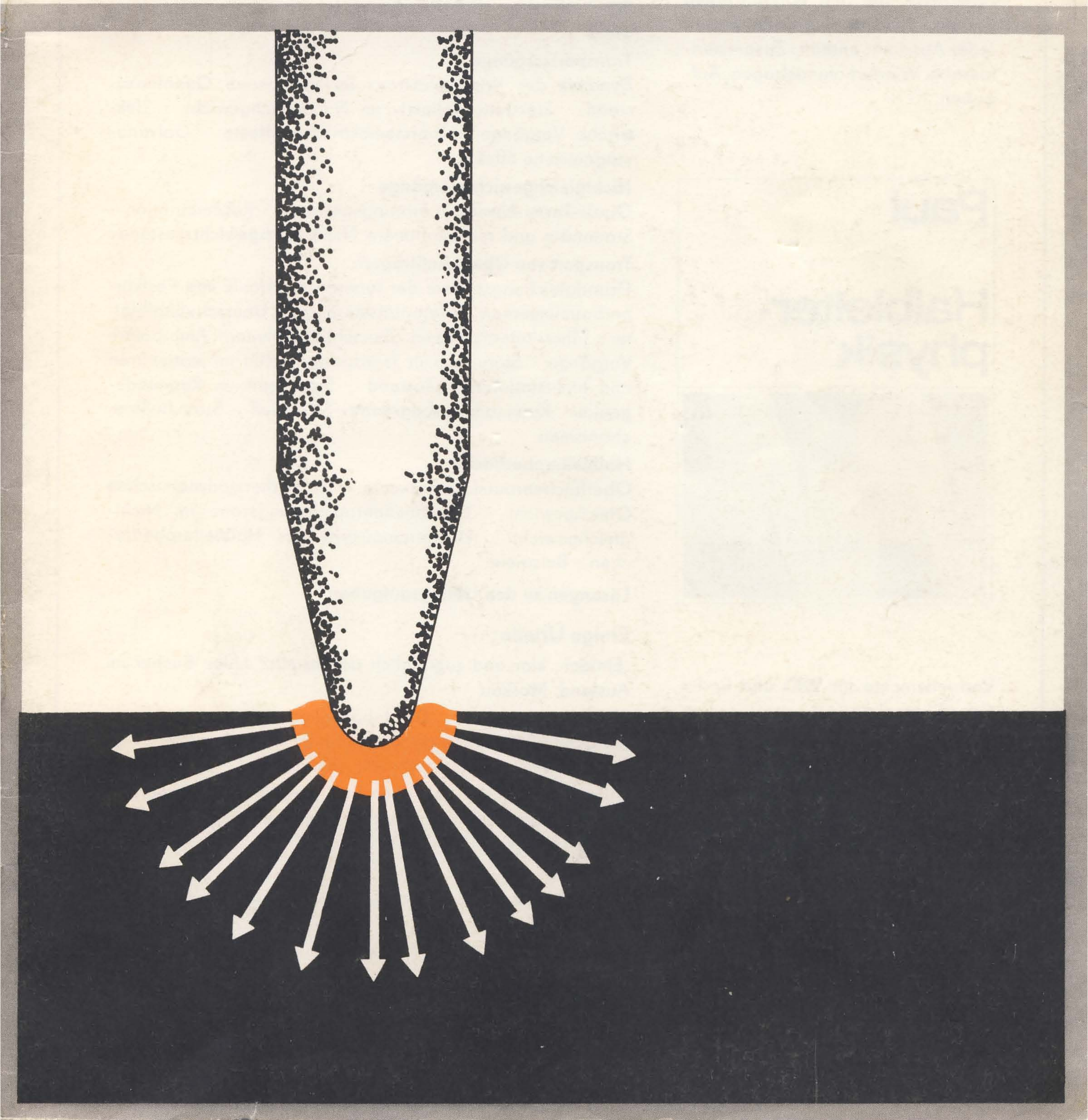
1981

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033-7900
MÄRZHEFT
30. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Ausbreitungswiderstandsmessungen an Si-Einkristallen

Periphere Schaltungen zu Ansteuergeräten mit U 706 D

Vorschau auf die Leipziger Frühjahrsmesse 1981

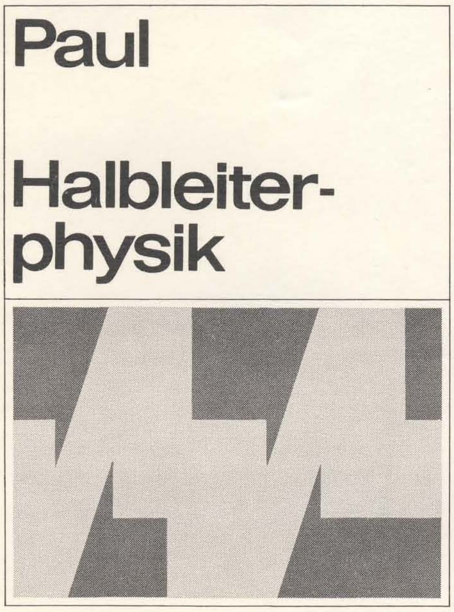


Halbleiterphysik

Physik und Technik der Halbleiter

Von Prof. Dr.-Ing. habil.
Reinhold Paul
Reihe Elektronische Festkörperbauelemente. 560 Seiten, 223 Bilder, 43 Tafeln, Leinen, 35,– M, Ausland 45,– M. Bestell-Nr. 552 014 9

Das Buch enthält die festkörper- und halbleiterphysikalischen Erkenntnisse, die den Wirkprinzipien der Bauelemente zugrunde liegen. Jeder Abschnitt enthält: Zusammenfassung, Wiederholungsfragen, Aufgaben.



Vertriebsrechte für BRD und Berlin (West) vergeben

Auslieferung durch den Buchhandel

Aus dem Inhalt:

Halbleiter
Festkörper · Eigenschaften elektronischer Halbleiter · Elektrische Leitfähigkeit · Massenwirkungsgesetz · Neutralitätsbedingung · Majoritäts- und Minoritätsträger · Temperaturgang der Leitfähigkeit

Kristalle
Kristallatome im Ruhezustand · Schwingungen der Kristallatome

Elektronen im Festkörper
Bändertheorie · Bandbesetzung im statistischen Gleichgewicht

Transportvorgänge
Dynamik des Kristallelektrons im gegebenen Quantenzustand · Elektronenkollektiv im Nichtgleichgewicht · Elektrische Vorgänge · Thermoelektrische Effekte · Galvanomagnetische Effekte

Nichtgleichgewichtsvorgänge
Quasi-Fermi-Niveau · Störungsprozesse · Rekombination · Stationäre und nichtstationäre Nichtgleichgewichtszustände

Transport von Überschußträgern
Grundgleichungssystem der inneren Elektronik von Festkörperbauelementen · Majoritätsstörung im Überschußhalbleiter · Minoritätsstörung im Überschußhalbleiter · Ambipolare Vorgänge · Störungen in Transportgebieten im stationären und nichtstationären Zustand · Störungen im Raumladegebiet · Raumladungsbegrenzter Stromfluß · Stromflußmechanismen

Halbleiteroberfläche
Oberflächenraumladungszone im thermodynamischen Gleichgewicht · Oberflächenraumladungszone im Nichtgleichgewicht · Elektronenaustritt aus Halbleiteroberflächen · Beispiele

Lösungen zu den Übungsaufgaben

Einige Urteile:

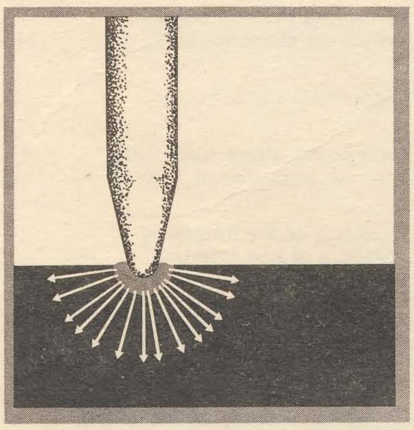
„Einfach, klar und zugänglich dargestellt." Neue Bücher im Ausland, Moskau

„Sehr gut gestaltet ... Der Inhaltsgliederung und der systematischen Anordnung der einzelnen Teile wurde große Sorgfalt gewidmet." Elektrotechnicky obzor, Prag

„Alles in allem ein gründlich und sorgfältig durchgearbeitetes Lehrbuch mit verständlicher Argumentation." rme radio mentor electronic, München

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild



Die Kenntnis des Ausbreitungswiderstandes im einkristallinen Silizium erlaubt Rückschlüsse auf das Gesamtverhalten des Materials im späteren Bauelement. Lesen Sie dazu unseren Beitrag auf Seite 143

Titelgestaltung: G. Henkel

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Signaturanalysegerät
- Programmierbare Steuerung
- Frequenzstabilisierung im GHz-Bereich
- Mehrfarbenlichtemitterdioden
- 10-Kanal-Telemetrieanlage
- Automatische Ladestromregelung

In diesem Heft

Ausbreitungswiderstandsmessungen an Si-Einkristallen 143

Logarithmischer Kennlinienschreiber 147

Überlagerungsphasenmesser mit einer Phasenzeitauflösung von 1 ns 149

Erweiterung des Frequenzganges nichtinvertierender Operationsverstärker 151

Dividierer nach dem Sägezahnverfahren 153

Periphere Schaltungen zu Ansteuergeräten mit U 706 D 156

Erzeugung einer IS-Versorgungsspannung 159

Taktgeberschaltungen mit U 124 D 160

Kopplung eines KRS 4200 mit PDP 11/10 161

Abkürzungen von Fachbegriffen der Halbleiterelektronik 3 163

FÜR DEN SERVICE
Autoempfänger A 200 165

HALBLEITERINFORMATIONEN 172, 173
Lichtemitterdiode VQA 23 171
Lichtemitterdiode VQA 33 173

Vorschau auf die Leipziger Frühjahrsmesse 1981 175

Programmieren von EPROMs 177

Anzeigeeinheit für das Mikrorechnersystem K 1520 180

Passiver Verzögerungsmodul für digitale Signale 181

Vollelektronische Zündung für Ottomotoren 182

Elektronischer Schalter mit Operationsverstärkereigenschaften 184

Drehmomentenmeßkassetten 186

Wir lernten kennen
Fernseh-Radiorecorder-Kombination 5P-27G 187

Elektronische Bildaufnahmeeinrichtungen für halbprofessionelle Anwendungen 188

Erzeugung von Ton-Bursts mit wählbarer Hüllkurve 192

СОДЕРЖАНИЕ

Измерения распространения сопротивления в монокристаллах кремния 143

Самописец логарифмических характеристик 147

Гетеродинный измеритель фазы с разрешающей способностью на 1 нсек 149

Расширение частотной характеристики неинвертирующих операционных усилителей 151

Делитель по методу пилообразных колебаний 153

Периферийные схемы к приборам управления с и.с. U 706 D 157

Создание напряжения питания для ИС 159

Схемы датчиков такта на и.с. U 124 D 160

Соединение KRS 4200 с PDP 11/10 161

Сокращения терминов полупроводниковой электроники 3 163

Для сервиса 165

Информации о полупроводниках 172, 173 171

Предварительный обзор Лейпцигской весенней ярмарки 1981 175

Программирование EPROM 177

Блок индикации для системы микро-эвм K 1520 180

Пассивный модуль задержки для цифровых сигналов 181

Полноэлектронное зажигание для двигателей внутренного сгорания 182

Кассеты для измерения вращающего момента 186

Познакомтесь: комбинация телевизор—радио—магнитофон 5 P-27 G 187

Полупрофессиональные устройства для электронной записи изображения 188

Создание вспышек звука с выбираемой огибающей 192

Электронный переключатель со свойствами операционного усилителя 194

OBSAH

Měření odporu šíření u křemníkovych monokristalů 143

Logaritmický zapisovač charakteristik 147

Heterodynní měřič fáze s rozlišením fázového zpoždění 1 ns 149

Rozšíření přenášeného pásma neinvertujících operačních zesilovačů 151

Dělička pracující metodou pilovitých kmitů 153

Periferní obvody pro řídicí jednotky s i. o. U 706 D 157

Napájecí napětí pro integrované obvody 159

Generátor s i. o. U 124 D 160

Spolupráce malých počítačů KRS 4200 a PDP 11/10 161

Zkratky odborných výrazů polovodičové elektroniky 3 163

Pro servis 165

Informace o polovodičových součástkách 172, 173 171

Co nového na Lipském jarnim veletrhu 1981 175

Programování pamětí EPROM 177

Displejová jednotka pro mikropočítačový systém K 1520 180

Pasivní zpožďovací modul pro digitální signály 181

Elektronické zapalování pro benzínové motory 182

Kazety pro měření točivého momentu 186

Zkušenosti s kombinací televizor-radiokazeta 5P-27G 187

Elektronické snímací zařízení pro poloprofesionální použití 188

Výroba zvukových impulsů s volitelnou obálkou 192

Elektronický spínač s vlastnostmi operačního zesilovače 194

IN THIS ISSUE

Measuring the propagation resistance of monocristals 143

Logarithmic curve tracer 147

Heterodyne phase meter with a phase resolution of 1 ns 149

Extension of the frequency response of non-inverting operational amplifier 151

Divider according to the saw-tooth method 153

Peripheral circuits for drive units with IC U 706 D 157

Generation of an IC supply voltage 159

Master clock circuits with U 124 D 160

Coupling of a KRS 4200 with PDP 11/10 161

Abbreviations of technical terms of semiconductor electronics 3 163

For the service 165

Semiconductor information 172, 173 171

Preview of the Leipzig Spring Fair 1981 175

Programming of erasable, programmable read-only memories 177

Display unit for the microcomputer system K 1520 180

Passive delay module for digital signals 181

Fully electronic ignition for petrol engines 182

Torque measuring cassettes 186

Test report on the television — radio recorder-combination 5P-27G 187

Electronic vision pick-up equipment for semi-professional applications 188

Generation of audio bursts with selectable envelope 192

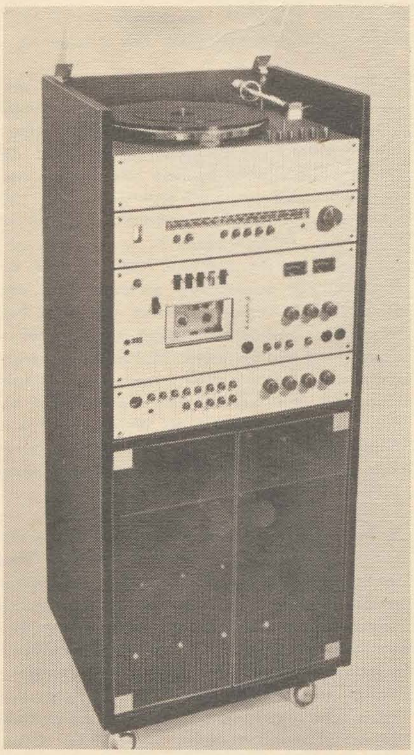
Electronic switch with operational amplifier properties 194

Neu im Handel

HiFi-Turm SC 1700

In diesem HiFi-Turm vom VEB Stern-Radio Sonneberg sind vier Komponenten in Einschubform enthalten:

- Plattenspielerzarge Granat 016 (Phonotechnik Zittau)
- Tuner Motiv 830 mit zusätzlichem MPX-Filter (Rundfunktechnik REMA)
- Verstärker HSV 926 mit zusätzlicher Buchse „Reserve" für Tonbandaufnahme und -wiedergabe, 2 × 25 W (Robotron Meßelektronik Dresden)
- Kassettenteil in Frontladerausführung SK 910 (Stern-Radio Sonneberg).



Die Gerätekomponenten, die bereits bekannt und auch als Einzelgeräte erhältlich sind, sind intern miteinander verbunden; sie können getrennt eingeschaltet und betrieben werden.

Angaben zum Gesamtgerät

Betriebsart	Wechselspannung 220 V
Leistungsaufnahme	max. 195 W
Geräteausführung	edelholzfurnierter oder farbiger Holzkorpus mit geschliffenen, eloxierten Front- und Deckblenden aus Aluminium
Abmessungen in mm	1 045 hoch, 402 breit, 405 tief
Masse	48 kg

Nachstehend wichtige technische Parameter des Kassettenteils.

Arbeitsgeschwindigkeit	4,76 cm/s
Abweichung der mittleren Arbeitsgeschwindigkeit vom Sollwert	≦ 1,5 %
Gleichlauffehler	≦ 0,2 %
Umspulzeit bei K 60	≦ 90 s
Übertragungsbereich bei CrO_2	40...14 000 Hz

Rauschminderungssystem Aufnahme und Wiedergabe
automatische Bandsortenumschaltung $CrO_2Fe_2O_3$
wahlweise automatische Pegelregelung und manuelle Aussteuerung
Pegelanzeige mit zwei Instrumenten
Mithörkontrolle über Stereokopfhörer
Bandlängenzählwerk mit Nullkontakt
elektronische Bandendabschaltung für alle Funktionen
Pausenschalter
schaltbarer Stereomikrofonanschluß
Mithörmöglichkeit bei schnellem Vor- und Rücklauf (Cue)

Der Unterteil des Holzgehäuses enthält ein mit glasklaren Plasttüren verschließbares Plattenfach. Der Plattenspieler ist mit einer selbsthemmenden Abdeckhaube ausgestattet.

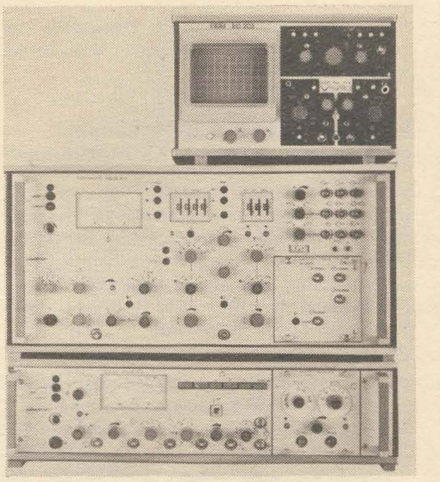
Zentrum Wissenschaft und Technik

Im VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen besteht seit dem 1. Januar dieses Jahres ein Zentrum Wissenschaft und Technik mit Sitz in Dresden. Aufgabe dieser Institution ist es, den wissenschaftlich-technischen Fortschritt im Kombinat entscheidend zu beschleunigen und eine durchgängige Einheit von Forschung und Entwicklung, Technologie und Rationalisierung zu sichern. Dementsprechend übernimmt die neue Forschungs- und Entwicklungsstätte das bisherige Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik (ZRF) und den bisherigen VEB Rationalisierung Rundfunk und Fernsehen sowie bisher zersplitterte Kapazitäten des Kombinats auf den Gebieten Forschung und Entwicklung, Konstruktion, Technologie und Rationalisierungsmittelbau, die vorwiegend den beiden genannten Betrieben zugeordnet waren. Zu den Hauptaufgaben des Zentrums Wissenschaft und Technik gehört die Schaffung neuer Erzeugnisgenerationen auf der Basis der Nutzung wissenschaftlich-technischer Ergebnisse der Mikroelektronik sowie die Lösung technologischer Aufgabenstellungen zur Entwicklung und Herstellung von Rationalisierungsmitteln mit hohen ökonomischen Effekten in den Betrieben des Kombinats.

Meßgerät für UKW- und TV-ZF (HiFi)

Der Nachweis für HiFi-Qualität von UKW-ZF-Teilen ist häufig wegen fehlender Meßtechnik auf resultierende Parameter, wie Klirrfaktor oder Intermodulationsabstand, beschränkt.
Mit dem für Schmalband-FM-Richtfunksysteme im VEB Robotron-Elektronik Radeberg entwickelten lieferbaren Linearitätsmeßplatz M 8426 können dagegen die für FM-Übertragungsverzerrungen wichtigsten Parameter Gruppenlaufzeit und Linearität neben üblichen Parametern wie Amplituden-Frequenzgang, Reflexionsdämpfung u. a. gemessen werden.
Auch die in TV-ZF-Teilen vorhandene Frequenzabhängigkeit der Gruppenlaufzeit ist damit bei großer Empfindlichkeitsreserve meßbar.

Frequenzbereich	4,5...11 MHz 31,5...38 MHz



Linearitätsmeßplatz M8426

Gruppenlaufzeit von Filtern	2 ns...10 μs
Linearität von FM-Demodulatoren	0,05...100 %

Weitere Einzelheiten darüber sind in dem Beitrag von H. Heller „Linearitätsmeßplatz M 8426 für Schmalband-FM-Richtfunksysteme" in der Zeitschrift Fernmeldetechnik 20 (1980) H. 6, S. 228–233, nachzulesen.

IX. Fachtagung „Elektronische Stromversorgungstechnik"

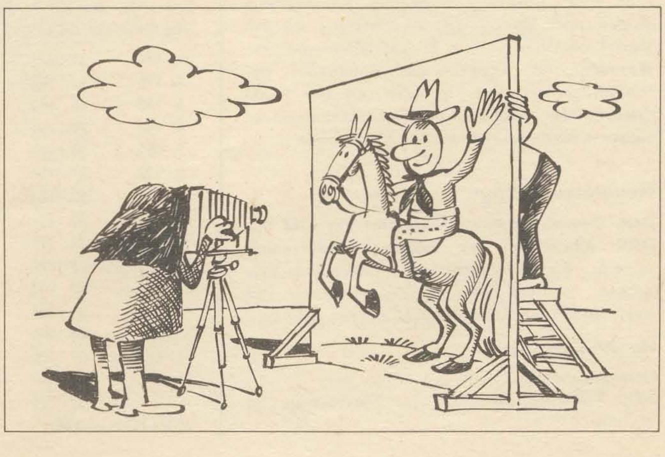
Der Fachausschuß 14 „Steuerungs- und Regelungstechnik" des Fachverbandes Elektrotechnik der Kammer der Technik führt am 23. April 1981 seine IX. Fachtagung in Berlin im Museum für Deutsche Geschichte, Unter den Linden, durch. Schwerpunkte sind:

- Funktion und Einsatz neuer Schaltungskonzeptionen für Schaltnetzteile
- Erläuterung neuer Schaltungskonzeptionen und der damit verbundenen Probleme.

Auskünfte sind zu erhalten über den Fachverband Elektrotechnik, 1086 Berlin, Clara-Zetkin-Str. 115/117, Telefon: 2 20 25 31.

IV. Nachrichtentechnisches Kolloquium

Anläßlich des 20jährigen Bestehens des Instituts für Nachrichtentechnik, Berlin, findet in der Zeit vom 1. bis 3. September 1981 das IV. Nachrichtentechnische Kolloquium statt. In einer Ausstellung, die neben der Vortragsveranstaltung durchgeführt wird, werden wissenschaftlich-technische Arbeitsergebnisse vorgestellt sowie über die sozialen und kulturellen Leistungen im Institut für Nachrichtentechnik informiert.



Fotomaskierung
Zeichnung: Moese

Vortragsthemen sind die Vermittlungstechnik, das ländliche Nachrichtenwesen, die Funktechnik, die Übertragungstechnik, Fragen der Technologie nachrichtentechnischer Einrichtungen usw.
Nähere Auskünfte erteilt die Pressestelle des Instituts für Nachrichtentechnik, 1160 Berlin, Edisonstr. 63.

Ausstellung von elektronischen und elektrischen Meß- und Prüfeinrichtungen

Elektronische und elektrische Meß- und Prüfeinrichtungen werden vom 24. bis 26. März 1981 von den VEB Maschinenbauhandel Berlin und Dresden in einer Verkaufs- und Beratungsausstellung in der Technischen Hochschule, Neues Sektionsgebäude, 9010 Karl-Marx-Stadt, Reichenhainer Straße 70, gezeigt.

Vorträge

24. März 1981, 10.00 Uhr: Geräte der Schall- und Schwingungsmeßtechnik

25. März 1981, 10.00 Uhr: Möglichkeiten des Einsatzes von digitalen Meßgeräten verschiedener RGW-Länder zur Messung elektrischer Grundgrößen

26. März 1981, 10.00 Uhr: Eigenschaften und Anwendung piezoelektrischer Beschleunigungsaufnehmer.

Meßtechnik

● Zur berührungslosen Temperaturmessung eignet sich ein Infrarotsensor, dessen Basismaterial ein pyroelektrischer Lithiumtantalatkristall mit einer sogenannten PEC-Struktur (pyroelectric material on electric conductor) in einer zweischichtigen Version ist. Ein derartiger Kristall hat eine relativ hohe Spannungsempfindlichkeit (30 μV/K) und eine Einstellzeit von 2...3 s.

● Mit Jumo wird ein neues Thermoelement bezeichnet, das bis zu einer Temperatur von 260 °C im Dauerbetrieb eingesetzt werden kann und damit den Bereich der Plastverarbeitung weitgehend abdeckt. Das Thermoelement weist neben einer ausreichenden mechanischen Festigkeit eine sehr geringe Wärmeableitung auf, so daß es besonders bei kleinen Fühlerlochtiefen im Gegensatz zu herkömmlichen Thermoelementen eine wesentlich verbesserte Meßgenauigkeit aufweist. Dazu dient ein spezieller Plast mit hoher Wärmeformbeständigkeit, der hier die bisher übliche Metallhülse bildet. Nur der aktive Temperaturfühler aus einer Kupferlegierung mit guter Wärmeleitfähigkeit stellt den metallischen Thermoelementanteil und ist direkt an der Meßstelle befestigt. Durch das neue Thermoelement können auch Fühlerlochtiefen von kleiner als 30 mm Tiefe zur Messung von Gehäuse- und Werkzeugtemperaturen an Plastverarbeitungsmaschinen verwendet werden.

● Blinkende Lumineszenzdioden lassen sich zusammen mit einer integrierten Schaltung, die als Blinkgeber wirkt, in einem Gehäuse vereinen, so daß man ein wirkungsvolles Anzeigeelement erhält. Bei einer Versorgungsspannung von 5 V beträgt die Blinkfrequenz z. B. 3 Hz. Derartige blinkende Lumineszenzdioden sind überall dort zweckmäßig, wo ein Signal auffallen soll, z. B. bei Störungen, zur Warnung, zur Anzeige des Bandendes bei Tonbandgeräten usw. Je nach Art der Funktionsanzeige können Lumineszenzdioden in unterschiedlichen Farben benutzt werden.

Neuerervorschläge

Dem Zentralen Informationsdienst der BNZ der DDR entnahmen wir folgende Neuerervorschläge, die für unsere Leser interessant sein dürften. Weitere Informationen sind nur von dem jeweiligen Ursprungsbetrieb zu erhalten.

Netzstörungsfänger

Ursprungsbetrieb:
VEB Robotron, Zentrum für Forschung und Technik
8012 Dresden, PSF 330
Reg.-Nr. NVe 40 77-E

Das Gerät dient der Signalisierung und zum Nachweis von Netzspannungsausfällen beim Dauertest von elektronischen Geräten. Damit wurde die Möglichkeit geschaffen, Fehlfunktionen, die auf Fehlern der Netzwechselspannung beruhen, zu erkennen und die Fehlerfreiheit des Testgerätes nachzuweisen.
Nutzen im Ursprungsbetrieb: 5 000,– M.

Elektronisches Thermometer auf Thyristorbasis

Ursprungsbetrieb:
Ingenieurhochschule Mittweida
9250 Mittweida
Reg.-Nr. 1292 11.76-4.5-100

Mit dem hier vorgestellten Gerät ist es möglich, in einem Temperaturbereich von 20...120 °C mit einer Meßgenauigkeit von etwa 1 K in einer Meßzeit von 10 s Temperaturmessungen in gasförmigen und flüssigen Medien vorzunehmen. Im Bedarfsfall kann durch entsprechende Dimensionierung der Meßbereich auf −100...+180 °C erweitert, die Meßgenauigkeit auf 0,1 K, falls erforderlich auf 0,01 K, erhöht werden, wobei sich die Meßzeit auf etwa 15 s verlängert.

Die Einsatzmöglichkeiten erstrecken sich besonders auf die Gebiete Maschinenbau, Chemie, Landwirtschaft und Medizin. Weiterhin kann es in Service-Einrichtungen, Labors und Kinderkrippen Verwendung finden.

Die Funktionsweise des Meßgerätes beruht auf dem Prinzip der Wheatstoneschen Meßbrückenschaltung. Bei dem verwendeten Meßwerk handelt es sich um ein Einbanddrehspulmeßwerk MK-2A. Es besitzt einen Endausschlag von 100 A und einen Innenwiderstand von ≧ 430 Ω. An den Anschlußklemmen sind zwei Steckkontakte angelötet. Der Fühler ist ein Erzeugnis des Kombinates VEB Keramische Werke Hermsdorf und besteht aus einem Widerstand mit negativem Temperaturkoeffizienten. Er besitzt bei 20 °C einen Widerstand von 740 Ω. Das Gehäuse besteht aus kupferkaschiertem Material. Zwecks besserer Standsicherheit und geringer Schwingungsübertragung wurde das Gerät mit Gummifüßen versehen. Abmessungen in mm: 120 × 105 × 50.

Prüfgerät für analoge Schaltkreise

Ursprungsbetrieb:
VEB Carl Zeiss JENA, Betrieb M, Abt. MTN
6900 Jena, Carl-Zeiss-Straße 1

Verwendungszweck: Schnelle und sichere Prüfung der wesentlichen Parameter von gängigen Typen analoger Schaltkreise (709, 723, 740, 741 und deren Äquivalenttypen).
Aufwand im Ursprungsbetrieb: 200,– M + 210 Std
Nutzen im Ursprungsbetrieb: AÜ-Steigerung, insbesondere beim Service und bei der Qualitätserhöhung.

Ergänzung zur KW-Ausbreitung auf Seite 199

Wir bitten alle Interessenten, folgende Sonnenfleckenrelativzahlen für den Monat Dezember 1980, die wir leider verspätet erhielten, in das Bild auf Seite 199 einzutragen.

1.	171	16.	237
2.	176	17.	198
3.	152	18.	183
4.	146	19.	166
5.	152	20.	171
6.	132	21.	170
7.	108	22.	178
8.	124	23.	177
9.	135	24.	191
10.	145	25.	200
11.	148	26.	208
12.	178	27.	206
13.	185	28.	206
14.	213	29.	208
15.	225	30.	187
		31.	182

Mittelwert = 176,1

▼ **Lichtleitertechnik.** Das ist der Titel einer im VEB Verlag Technik erscheinenden allgemeinverständlichen Betrachtung zu dieser interessanten Thematik von Wolfgang Glaser. Es werden sowohl Funktionselemente (Lichtsendedioden, Lichtleiter, Lichtempfänger, optische Bauelemente) als auch Probleme der Nachrichtennetzgestaltung und zukünftige Entwicklungsrichtungen behandelt. 128 Seiten, 113 Bilder, 7 Tafeln etwa 10,– Mark, Bestellnummer 552 956 5.

▼ **Halbleitertechnologie.** In der Reihe „Elektronische Festkörperbauelemente" erschien im VEB Verlag Technik der Titel „Halbleitertechnologie" Band 1 von Dr. Schade. Dieses zweibändige Lehrwerk behandelt die zur Zeit bestimmenden und die zukunftsweisenden technologischen Verfahren zur Herstellung von Halbleiterbauelementen auf der Basis der Si-Epitaxie-Planartechnik. Band 1 enthält die mechanische und chemische Kristallbearbeitung und die Schichtherstellung. 236 Seiten, 116 Bilder, 30 Tafeln, 18,– Mark, Bestellnummer 552 955 7. Band 2 wird voraussichtlich 1982 erscheinen.

▼ **Ein neues Antennensystem** besteht aus zwei kleinen Rahmenantennen, zwei Anpassungsnetzwerken und Vorverstärkern sowie einem Mehrwegeverzerrungsdetektor. Es gestattet die effektive Unterdrückung von Mehrwegeverzerrungen in Autorundfunkempfängern. Die beiden Antennen sind 90° zueinander angeordnet. Nach der FM-Demodulation werden Verzerrungskomponenten oberhalb 100 kHz über ein Hochpaßfilter ausgefiltert, gleichgerichtet und einem Schmitt-Trigger zugeführt, der beim Auftreten von Mehrwegeverzerrungen ein Steuersignal für einen bistabilen Multivibrator bereitstellt. Der Multivibrator erzeugt ein Schaltsignal für den Vorverstärker in den beiden aktiven Antennen. Auf diese Weise kann beim Auftreten von Mehrwegeverzerrungen in einer Antenne auf die andere Antenne umgeschaltet werden.

▼ Mit **Videodata** wird ein Informationssystem bezeichnet, mit dessen Hilfe Daten über eine Großgemeinschaftsantennenanlage übertragen werden können. Auf diese Weise lassen sich Daten aus einem Rechner oder einem Eingabeterminal über einen HF-Kanal der Großgemeinschaftsantennenanlage z. B. in Kongreßhallen, Messehallen, Krankenhäuser und ähnliches übertragen. Die von den unterschiedlichen Informationsquellen stammenden Daten werden über eine Datenschnittstelle in einem Konverter gespeichert und in eine Signalform umgewandelt, die ähnlich dem Videotextverfahren ist. Die mittlere Zugriffszeit beträgt nur 1 Sekunde. Endgeräte zur Datenausgabe sind entsprechend vorbereitete Farbfernsehempfänger mit speziellen Dekodern. Die Anwahl des gewünschten Videodatakanals sowie die Wahl der verschiedenen Texttafeln erfolgt mit einer erweiterten Infrarotfernbedienung.

▼ **Unter integrierter Mechanik für ein Laufwerk eines Kassettentonbandgeräts** versteht man die Zusammenfassung verschiedener Antriebselemente sowie der verschiedenen Magnete für die Bedienungsfunktionen in einer kompakten mechanischen Baueinheit. Gleichzeitig wird damit das Ziel verfolgt, ein für HiFi-Anforderungen geeignetes Laufwerk zu realisieren. Die kompakte mechanische Einheit enthält je zwei direktantreibende Ton- und Wickelmotoren, den Hauptmagneten, den Cue-Magneten, den Auswerfmagneten des Laufwerks sowie einen gemeinsamen Rückschluß der Magnetkreise. Durch den Einsatz direktantreibender Motoren werden Riemen, Untersetzungsgetriebe, Zahnräder und Reibräder vermieden, die die Lebensdauer eines Laufwerks verringern und zusätzliche mechanische Schwingungen verursachen. Direktantreibende Elektromagnete erzeugen Schub- und Zugkräfte dort, wo sie ohne Hebelunter- oder Hebelübersetzungen und Gestänge wirken sollen. Der gemeinsame Rückschluß wird mit einem stanzbaren Netz ver-

wirklicht, wobei Bleche entsprechender Form zum Paket gestapelt und dann in einer Druckgußform umgossen und fixiert werden. Dauermagnete, nutlos bewickelte Rotoren und Magnetspulen mit ihren beweglichen Kernen werden in dem so entstandenen Block eingesetzt. Auf diese Weise erhält man einen Vielfachantrieb mit minimalen Abmessungen. Durch die insgesamt möglichen vier Motoren und drei Elektromagneten ergeben sich verschiedene Ausstattungsvarianten für Kassettentonbandgeräte, in denen dieses Kompaktlaufwerk eingesetzt wird.

▼ Ein **FM-Rundfunkempfänger** läßt sich – zumindest als Prototyp – vom Antenneneingang bis zum NF-Ausgang **auf einem 3,5 mm² großen IS-Chip** aufbauen. Als äußere Bauelemente sind nur noch ein Abstimmkreis und 14 Kondensatoren anzuschließen. Die bisher bei der Fertigung notwendigen Einstellungen lassen sich damit auf zwei reduzieren. Allerdings ist es vorteilhaft, bei der Realisierung einer derartigen Schaltung modifizierte Schaltungskonzepte einzusetzen. Dazu gehören z. B. eine Zwischenfrequenz von 70 kHz, so daß RC-Filter verwendet werden können. Weiterhin muß eine Frequenzrückkopplung zur Unterdrükkung von NF-Verzerrungen eingesetzt werden, die den Hub auf 15 kHz verringert. Zur Stummabstimmung wird die Korrelation zwischen zwei ZF-Signalen ausgenutzt, wobei ein ZF-Signal verzögert und invertiert gegenüber dem anderen ZF-Signal verarbeitet wird. Sind beide Signale gleich, so liegt eine richtige Abstimmung vor. Die integrierte Schaltung enthält insgesamt 280 Bauelemente und kann mit einer Speisespannung zwischen 3 V und 18 V versorgt werden.

▼ **Neue Fotohalbleiter** gestatten es, die Empfindlichkeit von Kopiergeräten zu erhöhen und die Bildqualität zu verbessern. Das aktive Material der neuen Kopiergeräte besteht aus zwei Schichten: einer Ladungsträger-Erzeugungsschicht aus einer Diazol-Verbindung und einer Ladungsträger-Übertragungsschicht aus Äthyl-Karbazol. Die Oberfläche wird bei Dunkelheit negativ aufgeladen. Bei Belichtung dringen die freigesetzten Ladungsträger durch beide Schichten an die Oberfläche und neutralisieren dort die Ladungen, so daß ein negatives Ladungsbild zurückbleibt. Hiervon werden dann die positiv aufgeladenen Tonerteilchen angezogen. Das entstehende Bild wird auf Papier übertragen. Von besonderem Vorteil sind die neuen organischen Fotohalbleiter auch hinsichtlich einer gleichmäßigen Empfindlichkeit für alle Wellenlängen des sichtbaren Bereichs. Sie sind widerstandsfähig gegenüber Feuchtigkeit und zeigen ein günstiges Temperaturverhalten.

▼ Eine Neuerung auf dem Gebiet der Unterhaltungselektronik ist eine **Mikrokassette für die Tonspeicherung** mit äußerst geringen Abmessungen, die bisher nur bei Diktiergeräten zu finden war. Mit dieser Mikrokassette läßt sich ein äußerst kleiner Radiorecorder aufbauen, der z. B. nur noch 14 cm × 7,7 cm mal 3,15 cm groß und 410 g schwer ist. Auch mit der Mikrokassette können die bisher üblichen Laufwerkfunktionen verwirklicht werden.

▼ Für Spezialanwendungen sind auch im Zeitalter der Mikroprozessoren und hochintegrierten Schaltkreise **Hybriddünnschichtschaltungen** von Interesse. Eine neue Serie (K 8 A) für besondere Anwendung in der Meßtechnik wird in der UdSSR produziert. Sie umfaßt u. a.

- Zweikanal-Gleichspannungssummator K8A3 ИМ2
- Wandlerverstärker K8A3 УП1 zur Wandlung eines Eingangs-Gleichspannungssignals von einem Magnetgeber in ein normiertes Stromsignal
- Widerstandsänderungswandler K8A3 ПП2 zur Wandlung von Widerstandsänderungen spezieller Dehnungsgeber in ein Ausgangsstromsignal
- Spannungs-Stromwandler K8A1 ПН2
- Pulsbreitenmodulator K8A2МИ1 bzw. K8A3 МИ2 zur Wandlung eines analogen in ein Impulssignal bzw. einer Gleichspannung in Rechteckimpulse
- Impuls-Analogwandler K8A2 ДИ1 und K8A3 ДИ1
- Fehlersignalformierer K8A3 ИМ1 zur Summation von Gleichspannungssignalen und Formierung eines Fehlersignals für Regeleinrichtungen.

Die Abmessungen der Schaltkreise betragen maximal 37,5 mm × 27,5 mm × 5 mm bei einer maximalen Masse von 14 g. Je nach Typ werden eine bis vier Betriebsspannungen zwischen 9 V und 24 V, meist jedoch ± 15 V, bei Stromaufnahmen zwischen 15 mA und 40 mA benötigt.

▼ Das **Pfleidprinzip** strebt eine hörraumbezogene Musikwiedergabe unter wohnraumakustischen Bedingungen an. Dabei sollen sich alle Reflexionen nur im Hörraum ausbilden, so als seien die Instrumente selbst vorhanden. Dazu ist ein Musikmaterial ohne Reflexionen aus dem Aufnahmeraum erforderlich. Das läßt sich realisieren, indem man nur den Direktschall aufnimmt. Man spricht dabei auch von sogenannten „trockenen" Aufnahmen. Dadurch ist es nicht mehr unbedingt erforderlich, in einem schallgedämpften Raum, also in einem Studio, aufzunehmen. Die endgültige Abmischung der Aufnahme soll nur die Standplätze der Solisten, Instrumente und Instrumentengruppen bei der Aufnahme „abbilden". Somit wird die wunschgemäße Wiedergabe des Klanggeschehens in seiner räumlichen Ausdehnung zwischen den Lautsprechern im Hörraum möglich. Für die Schallabstrahlung im Hörraum ist ein dementsprechend konstruierter Lautsprecher erforderlich, der mit Hilfe schallreflektierender Wände des Hörraumes die Reflexionen beim Hörer so eintreffen läßt, wie sie sich zur Identifikaton eines ursprünglichen Schallereignisses unter guten akustischen Bedingungen als unerläßlich erwiesen haben. Dazu werden spezielle Lautsprecherboxen benutzt, die für eine unterschiedliche Schallabstrahlung sorgen, so daß sich gewünschte Reflexionen ergeben.

▼ Die optische Nachrichtentechnik hat einen Stand erreicht, der den Einsatz von **Glasfasernachrichtenkabel** in naher Zukunft auch **als Unterseekabel** gestattet. Ein Glasfaser-Lichtleitkabel kostet etwa 1/5 des Preises eines Kupferkoaxialkabels, während sich die Systemkosten auf etwa 1/3 der herkömmlichen Systeme belaufen. Nach vorliegenden Forschungsergebnissen wird als Sender ein Indium-Galliumarsenid-Phosphid-Laser verwendet, der auf der Wellenlänge von 1,3 μm arbeitet. In Zukunft soll auch eine Wellenlänge von 1,55 μm in Betracht kommen. Zur Erhöhung der Betriebszuverlässigkeit weist jede Verstärkerstelle im Kabel einen sich im Betrieb befindlichen Laser sowie drei Ersatzlaser auf, wobei die Umschaltung beim Ausfall eines Lasers automatisch erfolgt. Als Lichtdetektor werden InGaAsP-Pin-Dioden verwendet, die in ihrem Aufbau zuverlässiger als Lawinenfotodioden sind. Im Kabel selbst werden Einmoden-Lichtleitfasern eingesetzt. Der Verstärkerabstand beträgt auf Grund der geringen Dämpfung 35 km. Über das Lichtleitkabel lassen sich 4 032 Telefongespräche je Faser übertragen. Weiterhin wird die Übertragungsqualität erhöht, da das verwendete Digitalsystem in jedem Verstärker die Nachricht nahezu rauschfrei regeneriert. Die projektierte Lebensdauer des Gesamtsystems ist 24 Jahre.

▼ **Ferromagnetische Materialien** bewirken, wenn sie in der Nähe signalführender Leitungen angeordnet sind, kubische hochfrequente Verzerrungen. Diese Verzerrungen entstehen auf Grund der Magnetisierbarkeit des verwendeten Leitermaterials und können sich bei HiFi-Verstärkern nachteilig auswirken. Eine Verbesserung bieten paramagnetische Materialien, die beim Chassisbau eingesetzt werden können, da sie z. B. bei 20 kHz eine Verringerung der Verzerrungen um 13,5 dB gestatten. Die Berücksichtigung magnetischer Verzerrungen bei der Entwicklung von HiFi-Verstärkern kennzeichnet die Tendenz, weitere Verbesserungen durch die Ausschaltung bisher nebensächlich erscheinender Effekte zu erzielen.

▼ **Ein rotierender Halbleiterspeicher,** der eine wesentlich kleinere Zugriffszeit als Magnetplattenspeicher aufweist, besteht aus einem n-Silizium-Wafer von etwa 7,5 cm Durchmesser mit einer dünnen Oxidschicht, die von einer Nitridschicht überdeckt ist. Zusammen mit einer kapazitiven Abtastspitze, die der kapazitiven Abtasteinrichtung der RCA-Bildplatte ähnelt, ergibt sich ein Metall-Nitrid-Oxid-Halbleiterspeicher (MNOS). Während der Aufzeichnung werden Elektronen in die Nitridschicht injiziert. Sie bleiben dort auch nach dem Entfernen der Spannung erhalten und verursachen eine Verarmungsschicht unter der Ladungsfläche. Beim Auslesen ist die Kapazität zwischen Spitze und Wafer an diesen Stellen geringer als an anderen Stellen. Der neue Plattenspeicher soll in der Lage sein, eine Speicherdichte von größer als 1 bit/μm² bereitzustellen.

▼ Mit einem neuen Bipolarprozeß ist es gelungen, eine **VHF-Fernsehtuner-IS** herzustellen, die den Überlagerungsoszillator, die Mischstufe, den ZF-Verstärker, einen UHF-ZF-Verstärker sowie Verstärkungs- und Spannungsregelschaltungen enthält. Weiterhin sind noch einige Chipwiderstände und -kondensatoren erforderlich, die zusammen mit der IS auf einem Glas-Epoxydsubstrat aufgebracht werden. Damit ist es neben verschiedenen Hybridaufbauten gelungen, den Integrationsgrad auch für diese HF-Baugruppe weiter zu erhöhen. Kapazitäts- und Schaltdioden sind aus Isolationsgründen zwischen den verschiedenen Selektionsmitteln nicht mit auf der IS selbst enthalten. Im HF-Verstärker befindet sich ein Dual-Gate-MOSFET, als Mischer wird eine doppelsymmetrische Mischstufe benutzt. Der ZF-Verstärker ist so ausgelegt, daß er mit einem AOW-Filter zusammenarbeiten kann. Das neue Herstellungsverfahren wird mit NSA (nitride self-aligned) bezeichnet. Als selbstjustierende Maske und als Passivierung wird ein Siliziumnitridfilm verwendet. Auf diese Weise lassen sich bipolare Transistoren mit hoher Grenzfrequenz realisieren.

▼ **Kupfer-Graphit als Kontaktwerkstoff** gewinnt wegen des hohen Silberpreises als Ersatz für Silber-Graphit-Kontakte zunehmend an Bedeutung. Dieses Material mit etwa 3...5 % Graphit weist ähnlich dem Silber-Graphit eine große Sicherheit gegen Verschweißen bei hohen Schaltsrömen auf. Es hat sich in Trennschaltern für selbstschmierende, kurzschlußfeste Gleitkontakte, für Schaltkontakte in Lastschaltern sowie für Abbrandkontakte bewährt. Mit der reduzierenden Wirkung des Graphits wird die Oxidbildung an der Kontaktoberfläche verringert, so daß der Kontaktwiderstand merklich niedriger bleibt als bei reinem Kupfer. Damit kann in bestimmten Schutzschaltern bei ausreichender Kontaktkraft das Silber-Graphit durch Kupfer-Graphit ersetzt werden. Auch Kupfer-Kadmiumoxid mit einem Anteil von 10...15 % Kadmiumoxid eignet sich als Kontaktwerkstoff für bestimmte Anwendungen.

▼ Durch eine direkte Implantation von Selen ist es gelungen, **planare GaAs-Hallelemente** herzustellen, wobei die Implantation bei einer Temperatur von 300 °C und einer anschließenden Wärmebehandlung bei 700 °C und 900 °C vor sich geht. Die aktive Schicht des Hallelements ist 0,1...0,2 μm dick. Das so erzeugte Hallelement gibt eine hohe Spannung von 5 V bei 1,5 T und 20 mA ab und weist im Temperaturbereich von —50...200 °C einen geringen Temperaturkoeffizienten von kleiner als 0,02 %/K auf. Weiterhin ist eine hohe Linearität zwischen Ausgangsspannung und Magnetfeld vorhanden (0,1 %/10^{-1} T).

Leserpost

Betr.: Ankündigung von Fachbüchern

In rfe H. 9 (1980) kündigten Sie das Handbuch zu den Grundlagen der Elektronik von N. M. Wastschenko u. a., Verlag Vischtsche schkola Kiew, und „Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern" von A. Renardy und H. Lummer, Franzis-Verlag München, an. Ich möchte Sie darum bitten, daß Sie bei Besprechungen sowjetischer Literatur eine Anmerkung machen, ob sie in deutscher Sprache angeboten wird und im Buchhandel erhältlich ist.
Beim zweiten Beispiel sollte zu entnehmen sein, ob das Buch über den Buchhandel erhältlich ist. So ersparen Sie uns unnötige Telefonate, und man weiß dann zumindest, daß diese Bücher in Bibliotheken ausgeliehen werden können.

L. O., Babelsberg

Normalerweise vermerken wir bei unseren Besprechungen, wenn ein Buch in russischer Sprache erschienen ist. Daß das bei dem von Ihnen genannten Titel unterblieb, bitten wir zu entschuldigen. Die Rezensionen, die wir unter unserer Rubrik Fachbücher abdrucken, sind nicht als Bestellgrundlage gedacht. Das können sie nicht sein, weil die Beschaffung der Bücher und der Rezensionen, die Herstellungsdauer unserer Zeitschrift und das Platzangebot dazu führen, daß eine Besprechung häufig erst geraume Zeit nach Erscheinen des Buches veröffentlicht werden kann. Deshalb wird es in vielen Fällen nicht mehr möglich sein, das betreffende Buch noch im Buchhandel zu erwerben.
Mit unseren Buchbesprechungen möchten wir unsere Leser über interessante Fachbücher informieren und deren Inhalt kritisch werten. Wir empfehlen in jedem Falle, Fachliteratur, die nicht in der DDR erschienen ist, in einer technischen Bibliothek auszuleihen.
Fachliteratur aus Verlagen der Sowjetunion und der übrigen sozialistischen Länder kann über den Buchhandel, speziell die Buchhandlungen Das Internationale Buch und größere Fachbuchhandlungen, bezogen werden. Allerdings wird derjenige, der eine solche Buchhandlung öfter besuchen und sich an Ort und Stelle informieren kann, mehr Erfolg haben als der, der nur Bestellungen aufgibt.

*

Betr.: Amateur-Ätzsätze [rfe 29 (1980) H. 10, S. 614]

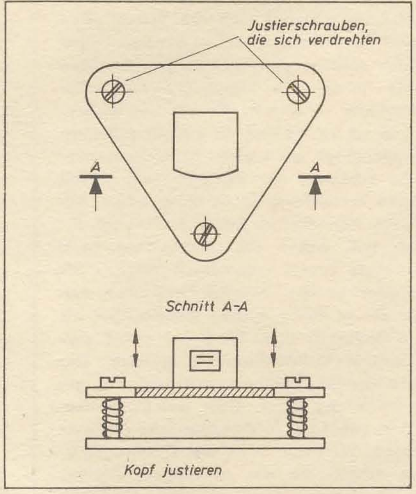
Auch ich hatte anfangs große Schwierigkeiten bei der Anwendung des neuen Ätzmittels Ammoniumpersulfat. Nach verschiedenen vergeblichen Versuchen führte der, das Ätzmittel in destilliertem Wasser aufzulösen, zum Erfolg. Seitdem habe ich keine Schwierigkeiten mehr.

H. G., Zappendorf

*

Betr.: Höhenverluste bei Wiedergabe mit Magnetbandgerät B 93

Ich möchte mich mit einem Hinweis an Sie wenden, der auch für andere B-93-Besitzer interessant sein dürfte:
Seit einem Jahr bin ich im Besitz eines Magnetbandgerätes Typ B 93. Nach etwa 8 Monaten traten merkliche Höhenverluste bei der Wiedergabe auf. Ich stellte fest, daß diese Qualitätsminderung nur bei vor längerer Zeit aufgenommenen Bändern vorhanden war.
Ich überprüfte die Andruckrollenkraft und die Bandführungen. Als hier kein Fehler zu erkennen war, vermutete ich die Ursache am Kombikopf und baute das Chassis aus, um an die Justierschrauben (s. Bild) zu gelangen. Dabei stellte ich fest, daß die Schrauben fast ohne Siegellack waren und sich somit leicht verdrehen konnten. Die Ursache für das Verdrehen der beiden hinteren Justierschrauben lag in den Vibrationserscheinungen beim Bedienen der Schaltknöpfe für Wiedergabe bzw. schnellen Vor- und Rücklauf.



Nun entfernte ich die Rückstände des vom Herstellerbetrieb verwendeten Lakkes sowie Fett- und Ölrückstände, justierte den Kopf (nach Musterband) neu und verstrich die Justierschrauben mit Nitrolack. Seit dieser Zeit arbeitet das Gerät einwandfrei. Diese Arbeiten dürfen allerdings nur nach Ablauf der Garantiezeit ausgeführt werden!

M. Kretzer, Gotha

radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 70 32 90) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 7
Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten
DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' und Postämter
SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana
VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, București
ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava
Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking
SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd: Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293
Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien
Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 7020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 30. JAHRGANG · MÄRZHEFT

3·1981

Ausbreitungswiderstandsmessungen an Si-Einkristallen

Dipl.-Chem. BERND MISCHKE und
Dr. HELGE RIEMANN

Mitteilung aus dem Zentrum für wissenschaftlichen Gerätebau
der Akademie der Wissenschaften der DDR

Mit der Methode der Ausbreitungswiderstandsmessung läßt sich der Widerstand verschiedener Halbleitermaterialien mit hoher Ortsauflösung bestimmen. Besonders entwickelt hat sich die Untersuchung des einkristallinen Siliziums mit dieser Methode. Inhomogenitäten in Siliziumkristallen, Widerstandsprofile von diffundierten, epitaktischen und ionenimplantierten Schichten für die Bauelementeproduktion sind mit dieser Technik bestimmbar. Konzipiert und aufgebaut wurde ein Meßplatz, der z. Z. für die Untersuchung von Proben versetzungsfreien einkristallinen Siliziums eingesetzt wird. Das Meßverfahren und seine praktische Umsetzung werden in diesem Beitrag beschrieben.

Meßprinzip

Die Messung des Ausbreitungswiderstandes von Silizium ist heute eine der wichtigsten Methoden, um die Dotierungshomogenität des Ausgangsmaterials für Bauelemente sowie der Epitaxie-, Diffusions- und implantierten Schichten festzustellen.

Der Ausbreitungswiderstand R_s (engl. spreading resistance) ist definiert als der Widerstand zwischen einer kreisförmigen Kontaktfläche (Meßspitze) und einem als halbunendlich betrachteten homogenen Medium (Probe):

$$R_s = \frac{\varrho}{4\pi a} \qquad (1)$$

wobei ϱ der spezifische Widerstand des zu messenden Materials und a der Radius der Berührungsfläche zwischen Meßsonde und Probe ist. Dieser Radius ist durch die Hertz-Gleichung

$$a = 1{,}1 \sqrt[3]{\frac{Fr}{2}\left(\frac{1}{E_1} - \frac{1}{E_2}\right)} \qquad (2)$$

gegeben [1].

Der für den Ausbreitungswiderstand entscheidende Radius a hängt von der Auflagekraft F der Meßspitze, vom Krümmungsradius r der Spitze und von den beiden Elastizitätsmoduln der Spitze und der Probe (E_1, E_2) ab.

In den Meßwert geht nicht der spezifische Widerstand des gesamten Materials zwischen der Sonde und dem Basiskontakt gleichermaßen ein, sondern vor allem der innerhalb eines halbkugelähnlichen Meßgebietes, dessen Radius die Größenordnung von a hat. Die Gleichung (1) gilt unter der Voraussetzung, daß ϱ im Meßgebiet, d. h. am Kontakt, homogen ist. Bei einem Spitzenradius von etwa 5 µm kann dies in den meisten Fällen genähert werden. Eine Darstellung der geometrischen Verhältnisse am System Halbleiter – Spitze zeigt Bild 1. Die Bestimmung von r bzw. a ist unsicher. Man beschränkt sich daher auf die Messung des Ausbreitungswiderstandes als relatives Maß für den spezifischen Widerstand. Mit Hilfe ausgesuchter Proben hoher Widerstandshomogenität werden Eichkurven aufgestellt, aus denen einem gemessenen R_s der entsprechende spezifische Widerstand zugeordnet werden kann. Diese Eichkurven gelten streng genommen nur für eine spezielle Spitze. Von Zeit zu Zeit ist die Eichkurve zu kontrollieren und ggf. eine neue mit den Eichproben aufzunehmen. Für n- und p-leitendes Halbleitermaterial und für verschiedene Kristallorientierungen gelten unterschiedliche Eichkurven.

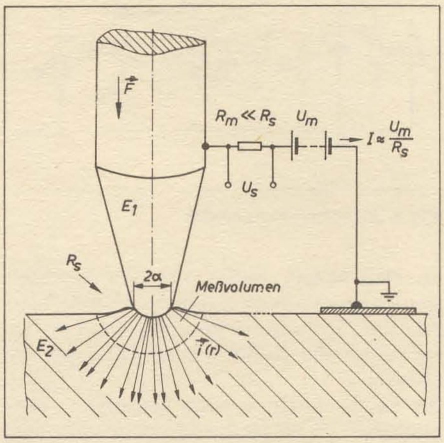


Bild 1: Darstellung der geometrischen Verhältnisse des Systems Spitze – Halbleiter

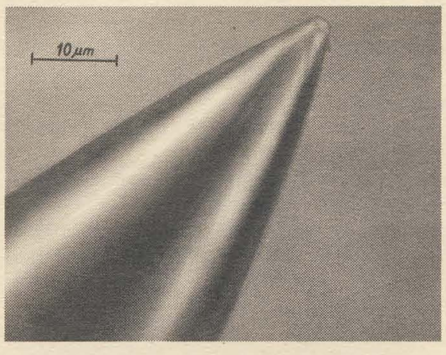


Bild 2: Darstellung einer WC-Meßspitze

Zur Materialcharakterisierung genügt oft der relative Verlauf der Funktion $R_s = R_s(x)$, zum Vergleich der Homogenität verschiedener Proben ist die normierte Darstellung

$$\frac{R_s(x)}{\overline{R}_s} = f(x)$$

günstiger.

Technische Problemstellungen

Für die Ausbreitungswiderstandsmeßsonden sind zwei Materialien gut geeignet: gesintertes Wolframkarbid und Osmium.

Im Bild 2 ist eine aus Wolframkarbid hergestellte Meßspitze gezeigt. Die Feinbearbeitung der Spitze erfolgt manuell, damit das Material ungestört bleibt und ein Kontaktdurchmesser auf der Probe unter 5 µm über mehr als 10^5 Messungen stabil erhalten bleibt. Spuren der Meßspitze, die Rückschlüsse auf deren Güte zulassen, zeigt Bild 3.

Gleichbleibende, ungestörte Kontaktverhältnisse an der Spitze erfordern die Einhaltung weiterer Voraussetzungen:

- Das zu messende Material muß eine polierte Oberfläche haben, die auch unter dem Mikroskop keine Fehler erkennen läßt, welche den Ausbreitungswiderstand um mehr als ± 50 % verfälschen können. Ebenso muß die Probe frei von Fremdschichten und Staub sein.

- Die Sonde muß langsam und ruckfrei aufgesetzt werden, da die kinetische Energie der Sonde und des Belastungsgewichts in einem sehr kleinen Volumen von etwa 10^{-4} mm^3 umgesetzt werden muß, ohne das Proben- und Sondenmaterial tiefgreifend zu stören. Versuche haben erbracht, daß für eine Masse von 30 g Aufsetzgeschwindigkeiten unter 200 μm s^{-1} keinen Einfluß mehr auf R_x haben. Die Sonde präzis und ruckfrei abzusenken, ist mit rein mechanischen Mitteln (Hebel, Nocken o. ä.) schwer zu erreichen. Verschiedene andere Prinzipien wurden schon angewandt. Es wurde eine elektronisch gesteuerte magnetische Vorrichtung entwickelt, die wenig mechanischen Aufwand erfordert, reibungsarm ist und eine „weiche Landung" der Spitze durch eine frei wählbare exponentielle Weg-Zeitabhängigkeit gestattet.
- Auf Grund des geringen Spitzenradius besteht auch bei Meßspannungen unter 10 mV eine so hohe elektrische Feldstärke gegenüber der Probe, daß beim Aufsetzen und Abheben der Spitze Elektroerosion erfolgt. Die Meßspannung bzw. der Meßstrom sollen daher erst nach dem mechanischen Aufsetzen eingeschaltet und vor dem Abheben abgeschaltet werden.
- Weitere Fehlerquellen, die zu beachten sind, beruhen auf physikalischen Effekten am Metall-Halbleiter-Übergang Sonde – Probe: Fotospannungen, Thermospannungen, Ladungsträgerinjektion sowie lokale Aufheizung durch den Meßstrom. Auf die Behandlung dieser Größen wird bei der Beschreibung des Verfahrens eingegangen.

Werden alle genannten Forderungen erfüllt, so kann man je nach Probenparameter relative Meßfehler unter ± 3 % des Ausbreitungswiderstandes erreichen.

Bild 3: Meßspuren Meßpunktabstand 15 μm auf Si

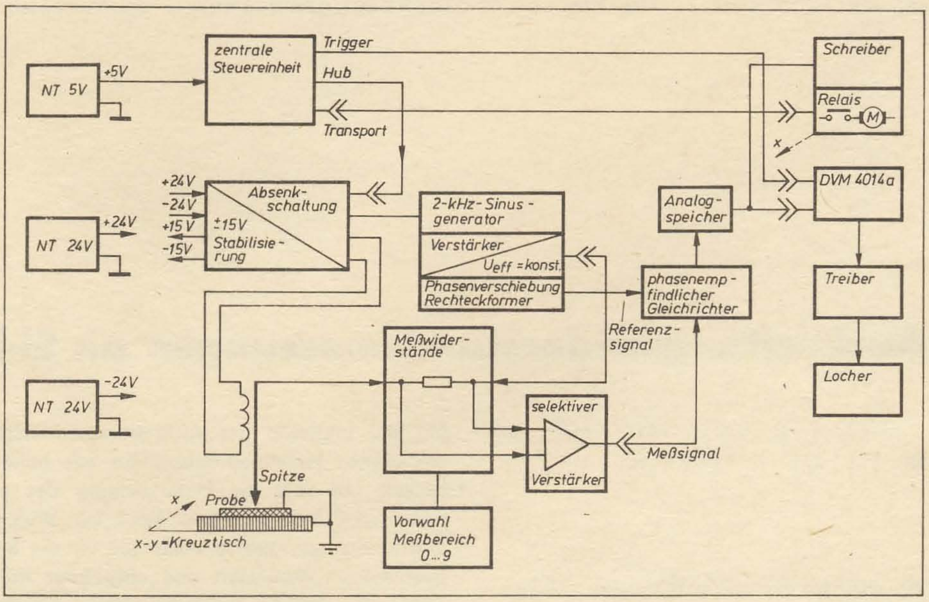


Bild 4: Blockschaltbild des Ausbreitungswiderstandsmeßgerätes (vereinfacht)

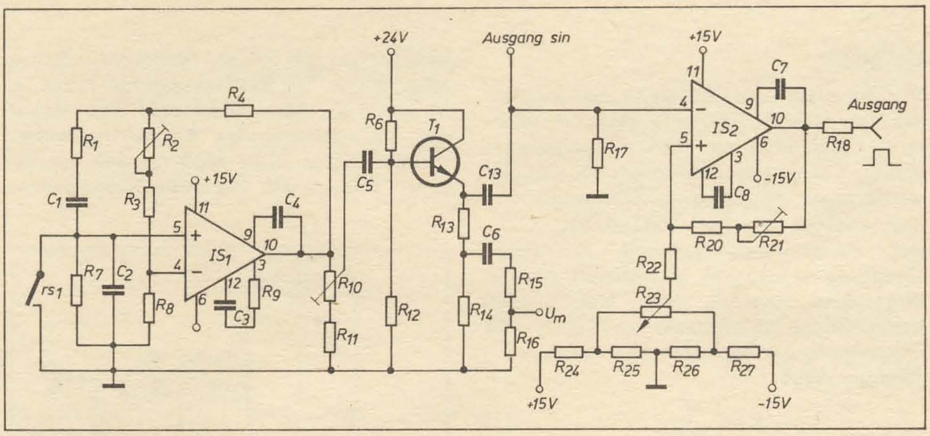


Bild 5: Signalspannungsquelle

Varianten des Meßverfahrens

Das elektronische Problem der Bestimmung des Ausbreitungswiderstandes an Halbleitern besteht in seiner möglichst belastungsarmen, genauen und reproduzierbaren Messung.

Für Ausbreitungswiderstandsmessungen unstrukturierter Halbleiterscheiben wird nur eine Meßspitze benötigt, der Basiskontakt wird an beliebiger Stelle der Probe z. B. durch Hartmetalldruckkontakte hergestellt und an Masse gelegt. Der Vorteil des Einsondenverfahrens liegt im einfacheren mechanischen Aufbau und größtmöglicher örtlicher Auflösung.

Sollen Halbleiterproben mit Strukturierung, pn-Übergängen usw. gemessen werden, ist die Anwendung zweier, dichtbenachbarter Sonden notwendig, deren Ausbreitungswiderstände in Reihe geschaltet werden, so daß ein Basiskontakt entfällt. An Schrägschliffen kann man so Schichtstrukturen unterschiedlichen Leitfähigkeitstyps im Tiefenprofil vermessen. Allerdings kann dann im allgemeinen das Meßvolumen nicht mehr als homogen betrachtet werden. Es sind mathematische Korrekturen vorzunehmen.

Für das elektrische Meßprinzip gibt es vier Varianten: das Konstantstrom- und das Konstantspannungsprinzip können mit Gleichspannung oder Wechselspannung verwirklicht werden.

Im allgemeinen haben sich die Wechselspannungsverfahren durchgesetzt, da hierbei die Störspannungen, die bereits erwähnt wurden, einfach unterdrückt werden können.

Um Fehler durch zu hohe Feldstärken oder Stromdichten im Halbleiter klein zu halten, ist man gezwungen, die Spannung zwischen Sonde und Halbleiter möglichst unter 5 mV zu halten. Dies ist am sichersten zu erreichen, wenn man eine konstante Spannung unter 5 mV anlegt und den über R_x fließenden Strom als Meßgröße bestimmt. Man muß daher mit kleinen Signalamplituden rechnen, die mit hoher Eingangsimpedanz (etwa $10^8 \ldots 10^9$ Ω) zu verarbeiten sind.

Der hier beschriebene Ausbreitungswiderstandsmeßplatz (Bild 4) arbeitet nach dem Wechselspannungsverfahren mit Konstantspannung. Er besteht aus folgenden elektronischen und mechanischen Baugruppen:

- 2-kHz-Generator mit Sinus- und Referenzausgang
- Vorverstärker
- phasenempfindlicher Gleichrichter
- Steuereinheit
- Absenkschaltung
- Stromversorgung
- Meßbereichsschaltung, Schreiber und Antrieb
- Absenkmechanismus für Sonde.

Die Stromversorgungsbausteine liefern folgende Spannungen:

+ 5 V für die Steuereinheit
± 24 V für den Absenkmechanismus und den phasenempfindlichen Gleichrichter
± 15 V für alle übrigen Baugruppen.

Die Signalquelle besteht aus der Kombination zweier Schaltungen, des 2-kHz-Sinusgenerators mit der entsprechenden Anpaßstufe und der Rechteckformerstufe, die ein phasenverschiebbares Rechtecksignal aus dem 2-kHz-Sinus formt.

Im Bild 5 ist das Schaltbild dargestellt. Mit einer Wienbrückenschaltung wird die Sinusspannung erzeugt. Über die Relaiskontakte rs_1 kann der Generator abgeschaltet

werden. Mit dem Widerstand R_2 ist ein Feinabgleich der Frequenz möglich. Über R_{10} ist die Amplitude der Signalspannung an der Sonde auf etwa 2,5 mV (eff.) einstellbar. Es gilt $R_{10} \cong R_i \cong 0{,}3\ \Omega$, dies erlaubt das Messen eines minimalen spezifischen Widerstandes von etwa 0,1 Ωcm, dem ein $R_s = 10^2\ \Omega$ entspricht.

Für den phasenempfindlichen Gleichrichter (PED) wird aus der Sinusspannung zur Gewinnung des Referenzsignales eine Rechteckspannung abgeleitet. Diese ist durch R_{23} in der Phase begrenzt einstellbar.

Wie aus Bild 4 ersichtlich ist, muß der Spannungsabfall an den Strom-Meßwiderständen erdfrei gemessen werden. Dazu wurde ein Differenzvorverstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand (etwa $10^{14}\ \Omega$) aufgebaut. Im Bild 6 ist der selektiv auf 2 kHz arbeitende Vorverstärker abgebildet. Die Verstärkung kann maximal 1 000 betragen. Sie wird beim Endabgleich so eingestellt, daß der nachfolgende PED gut ausgesteuert wird.

Unmittelbar am Vorverstärker befinden sich die Meßwiderstände für neun Meßbereiche sowie ein Kalibrierwiderstand. Der PED und ebenso die Stromversorgungseinheit sind Bausteine der ZWG-Produktion. Für Vollaussteuerung $U_a = \pm 10\ V$ wird eine Eingangsspannung von $U_{e\,eff} = 28\ mV$ benötigt, die Eingangsstörspannung darf bis zu 100 mV betragen.

Die aus der 2-kHz-Sinusspannung gewonnene rechteckförmige Referenzspannung mit einem Tastverhältnis von 1 : 1 wird dem PED zugeführt, der eine Referenzspannung $U_{ref\,ss}$ von mindestens 2 V zum einwandfreien Schalten braucht.

Durch die phasenselektive Messung werden die bei großen Ausbreitungswiderständen wirksamen kapazitiven Blindanteile des Eingangssignals und Störungen abweichender Frequenzen bei genauem Abgleich sicher und stabil unterdrückt. Durch eine zugeschaltete Kapazität am Gleichspannungsverstärker wurde dessen Zeitkonstante erhöht und damit die effektive Bandbreite des PED auf etwa 1 Hz eingeengt.

Am Ausgang des PED wird durch ein Relais die Registriereinrichtung, Schreiber oder DVM, zugeschaltet.

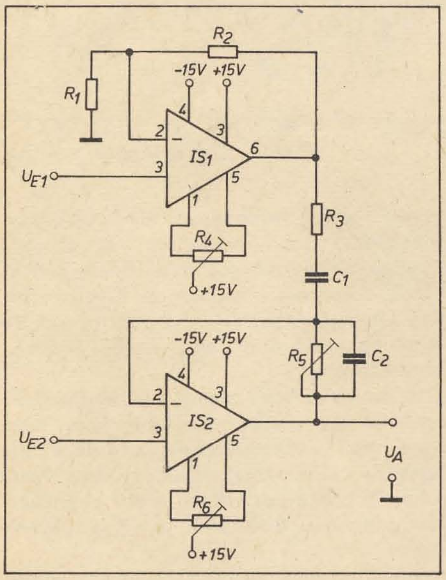


Bild 6: Vorverstärker

In der Zeit zwischen zwei Messungen hält ein mit der Meßspannung aufgeladener Kondensator die Anzeige der hochohmigen Meßgeräte aufrecht und wirkt somit als Analogspeicher. Damit wird erreicht, daß der Schreiber eine Treppenkurve darstellt und nicht zwischen den Messungen auf die Nullinie zurückspringt.

Die Ausgangsspannung am phasenempfindlichen Gleichrichter ist dem über R_s fließenden Strom und folglich dem Leitwert $1/R_s$ proportional.

Bei Homogenitätsuntersuchungen, die mehr relativen Charakter haben, ist dies relativ unwichtig. $1/R_s$ ist näherungsweise der Ladungsträgerkonzentration proportional, was für die Untersuchung der Dotierungshomogenität anschaulicher sein kann. Falls die Darstellung $R_s(x)$ bzw. $\varrho(x)$ notwendig ist, erfolgt sie durch Umformung der Meßwerte mit einem Rechner.

Das Meßsignal kann sowohl digital (Lochstreifen) als auch analog (x-t-Schreiber) aufgezeichnet werden. Die Verwendung eines XY-Schreibers wird vorbereitet, das dabei nötige x-Signal wird durch Zählung der Meßschrittimpulse und D-A-Wandlung gewonnen.

Die wichtigsten Funktionen des Meßablaufs werden von einer Steuereinheit ausgelöst. Ein Zeittakt löst Monoflops aus, die für die auszuführenden Funktionen verschiedene Haltezeichen haben. Nacheinander werden folgende Befehle ausgegeben:

– Transport Ein – Aus (Transportzeit)
– Absenken Sonde – Abheben Sonde
– Trigger für Digitalvoltmeter.

Mit dem Steuersignal „Transport Ein" wird über ein Relais der Transportmotor eingeschaltet. Die Transportzeit ist verstellbar und bestimmt die zurückgelegte Wegstrecke x des XY-Kreuztisches entsprechend der gewählten Untersetzung des Motors. Die Transportstrecken sind zwischen 5 μm und 500 μm wählbar.

Um eine Beschädigung der Meßspitze zu verhindern, wird bei abgesenkter Spitze der Transport elektrisch verriegelt. Erst nach dem Aufsetzen wird die Meßspannung [etwa 2,5 mV (eff.), 2 kHz] zwischen Probe (Masse) und Spitze angelegt.

Der eigentliche Meßvorgang dauert etwa 2 s. Zur vollen Ausnutzung der Integrationszeit wird erst nach Abhebung der Meßspitze durch Fremdtriggerung des Digitalvoltmeters der Inhalt aus dem Analogspeicher übernommen und registriert.

Die Meßzyklen (Triggerimpulse) werden gezählt und ihre Anzahl digital angezeigt. Nach einem erneuten Transportschritt wird die Spitze durch ein Signal wieder abgesenkt.

Die Meßgenauigkeit wird wesentlich von der Art und Weise des Aufsetzens der Sonde beeinflußt.

Der elektronische Teil der Absenkschaltung hat Ähnlichkeit mit einer Spannungsstabilisierungsschaltung, es fehlt aber die Referenzdiode (Z-Diode), an deren Stelle ein Kondensator tritt, der über einen Widerstand aufgeladen wird. Die Basis des Transistors T_2 wird dadurch von fast Massepotential langsam entsprechend der Zeitkonstante R_2C_2 auf Betriebsspannung gebracht.

Der Aufladevorgang setzt ein, wenn das Basispotential von T_1 auf L geht, und T_1 schließt damit. Die Aufladekurve wird über die Transistoren T_2 und T_3 auf den Ausgang der Schaltung (Spule) übertragen und so eine gewünschte exponentielle Geschwindigkeitsminderung beim Annähern der Meßspitze an die Probe erreicht. Die Spule zieht einen Eisenkern an, dem eine Federkraft entgegenwirkt. Damit wird die mit dem Kern gekoppelte Spitze abgesenkt, das System ist so aufgebaut, daß nach dem Absetzen der Spitze diese vom Absenkmechanismus ausklinkt. Beim Potentialwechsel an der Basis von T_1 auf H wird T_1 leitend, C_2 entlädt sich über R_3 und die Kollektor-Emitterstrecke von T_1. Das Basispotential von T_2 ändert sich schnell entsprechend der Zeitkonstante R_3C_2, am Emitter von T_3 liegt nach kurzer Zeit Massepotential an, der Kern wird von der Feder aus der Magnetspule herausgedrückt, und die Meßspitze hebt von der Probe schnell ab. Im Bild 7 ist die Absenkschaltung mit zwei Verriegelungsschaltungen und dem Analogspeicher abgebildet, Bild 8 zeigt den mechanischen Aufbau des Absenksystems. Auf dem Kreuztisch wird die Probe durch zwei federnd aufgedrückte Wolframkarbidspitzen, die auch als Basiskontakte dienen, befestigt. Er ermöglicht eine Meßstrecke von 50 mm in beliebiger Richtung auf der Probe.

Der Absenkmechanismus, der Vorverstärker und die Meßwiderstände sind, wie auch aus Bild 9 ersichtlich ist, als Baueinheit über dem Kreuztisch angeordnet. Die Meßwiderstände werden mit Reedrelais umgeschaltet. Auf eine automatische Meßbereichsumschaltung wurde verzichtet.

Zur Kontrolle des elektronischen Teils des Meßplatzes wird ein Kalibrierwinderstand anstelle von R_s gemessen ($U_a = 1\ V$), nachdem auf einem Isolator R_s gemessen wurde ($U_a = 0\ V$).

Der Nullpunkt in den neun Meßbereichen wird mit der Referenzphase eingestellt, die 1-V-Kalibrierung durch Einstellen der Amplitude der Meßspannung.

Anwendungsbeispiele

Zur Messung gelangen scheibenförmige Proben von Si-Kristallen, z. B. Wafer, insbesondere aber Längsschnitte von Siliziumkristallen. Am Längstschnitt sind die infolge von Schwankungen der Kristallisationsrate entstandenen Streifungen der Dotierung und daraus die Form der ursprünglichen Kristallisationsfront aus R_s-Messungen parallel bzw. senkrecht zur Wachstumsrichtung des Kristalls bestimmbar und einer rechnerischen Analyse besser zugänglich.

Für die Herstellung von Bauelementen ist es wichtig zu wissen, ob der spezifische Widerstand insgesamt um einen bestimmten Prozentsatz schwankt oder ob einige wenige, dafür aber größere Abweichungen des spezifischen Widerstandes vom Mittelwert vorkommen. Das Bild 11 stellt ein Histogramm dar, das aus den Meßdaten einer Siliziumscheibe entlang des Scheibenradius berechnet wurde (Bild 10). Diese Scheibe eines Versuchskristalls weist große Schwankungen des Widerstandes auf, aus dem Histogramm ist ersichtlich, daß etwa 20 % der Meßwerte nahe am Mittelwert liegen, während größere Abweichungen seltener vorkommen.

Die Periodizität axialer Dotierungsschwankungen ist in erster Linie geprägt vom Verhältnis aus Kristallziehgeschwindigkeit und

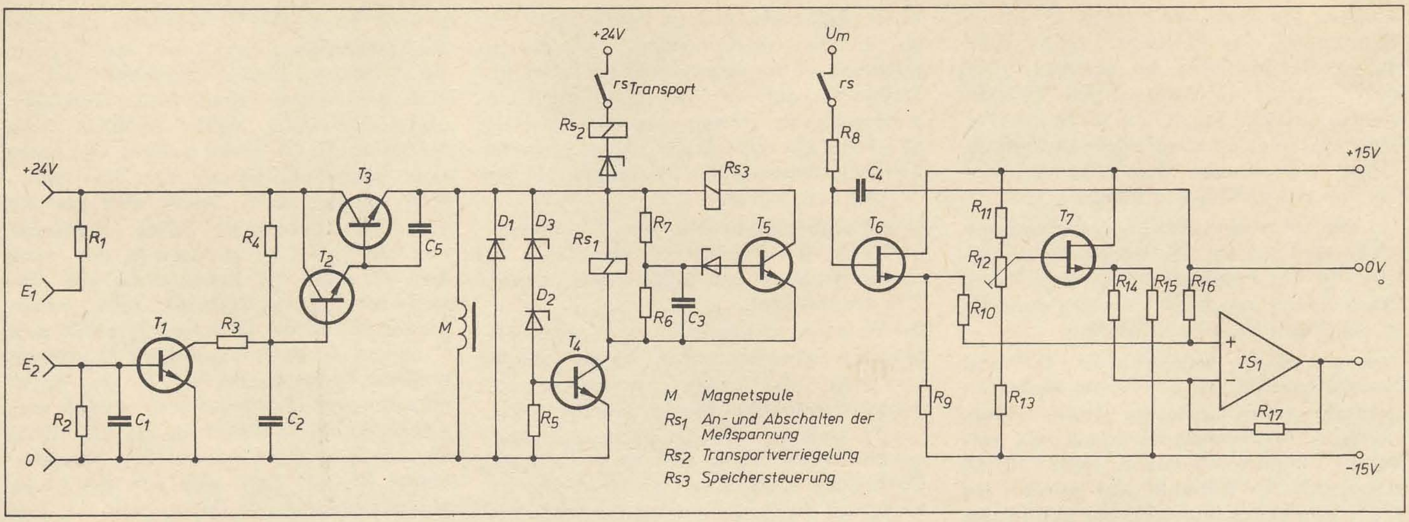


Bild 7: Absenkschaltung

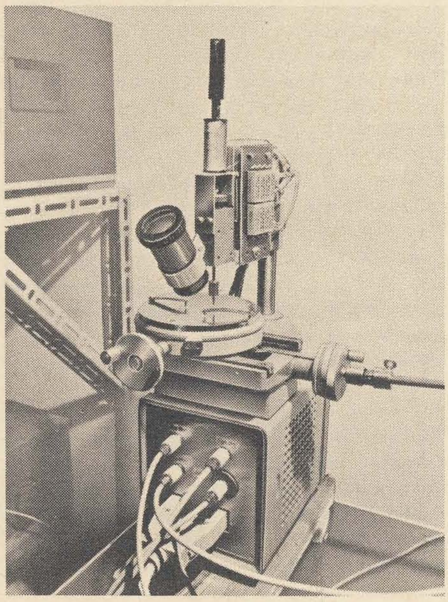


Bild 8: Absenkmechanik und Analogspeicher

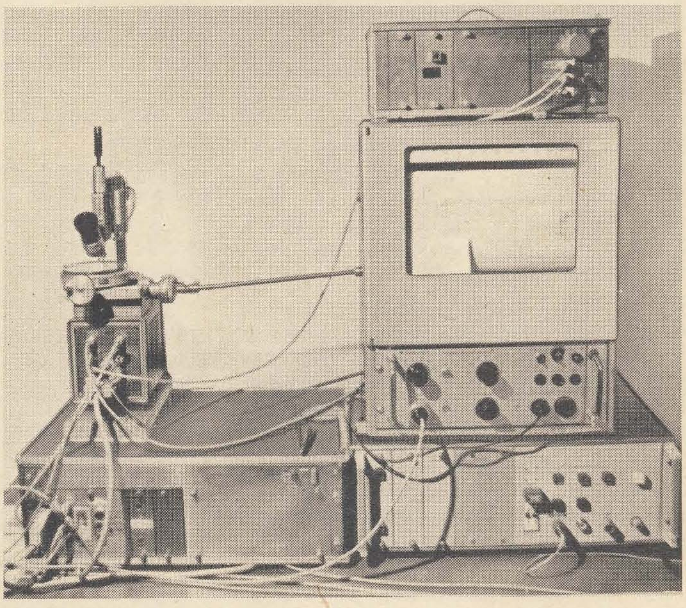


Bild 9: Gesamtansicht des Meßplatzes ▶

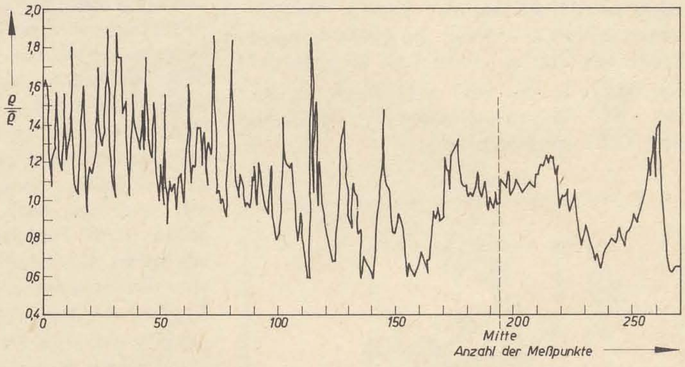


Bild 10: Ergebnis einer R_s-Messung an einer Si-Scheibe (radial, r/2)

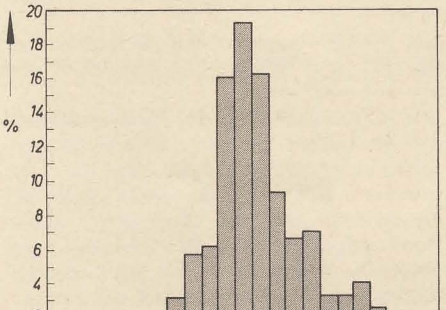
Bild 11: Darstellung der gleichen Messung im Histogramm

Kristallrotation r/f = v/r, sie ist von weiteren Faktoren gestört und überlagert.

Der Kristallzüchter hat hiermit eine diagnostische Methode, die die Wirkung geringer Schwankungen wesentlicher Züchtungsparameter auf dem Kristall anzeigt, wie Störungen des Kristallwachstumsvorgangs durch mechanische Schwingungen, ungleichmäßigen Hub oder ungleichmäßige thermische Verhältnisse.

Im Bild 12 ist eine Ausbreitungswiderstandsmeßreihe in axialer Richtung an einem Kristallängsschnitt dargestellt. Die Periodizität liegt bei 800 μm.

Zur genaueren Untersuchung der auftretenden Periodizitäten und deren Abweichungen kann eine Fouriertransformation durchgeführt werden. Das gezeichnete Spektrum weist eine Spitze bei 1,25 Perioden/mm auf, was mit dem abgeschätzten Wert aus Bild 12 gut übereinstimmt. Weitere Spitzen im Spektrum weisen auf Anlagenparameter sowie auf Turbulenzen in der flüssigen Zone beim Kristallzüchtungsprozeß hin. Aus der Form der Schwankungen (Bild 12) beim Einbau der Dotiersubstanzen lassen sich Schlußfolgerungen auf den Kristallisationsprozeß ziehen. Sinusförmiger Verlauf weist auf einen stetigen, nur durch das Verhältnis v/r beeinflußten Einbau hin, Abweichungen zu sprungartigen Verläufen



lassen auf veränderte Einflußfaktoren schließen, z. B. teilweises Wiederaufschmelzen des bereits kristallisierten Materials durch ein inhomogenes Temperaturfeld (steiler Widerstandsgradient in axialer Richtung), und damit auf weniger brauchbare Kristalle.

Eine weitere Anwendung des Meßverfahrens ist die Bestimmung der Form und Lage der Kristallisationsphasengrenze anhand der Dotierungsstreifung. Dieses Verfahren arbeitet nach einer relativ einfachen Methode, die bereits in [3] beschrieben wurde.

Der Einfluß anderer Störstellenarten wurde ebenfalls mit Ausbreitungswiderstandsmes-

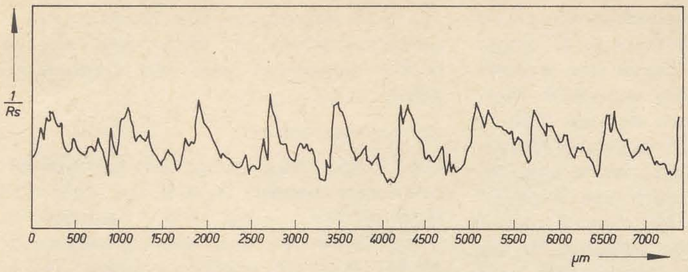


Bild 12: Ergebnis einer R_S-Messung an einem Si-Längsschnitt in Züchtungsrichtung (axial)

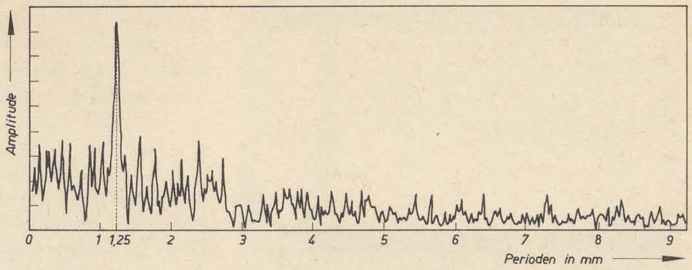


Bild 13: Fouriertransformation der Meßdaten nach Bild 12

sungen untersucht. Interessant ist die Wirkung von Temperaturbehandlungen auf die Widerstandsverteilung, wenn z. B. Sauerstoff oder Wasserstoff [4] in hoher Konzentration vorliegen. Es wurde auch versucht, die laterale Sauerstoffverteilung in CZ-Silizium annähernd zu bestimmen. Das Ausbreitungswiderstandsmeßverfahren hat sich zu einer etablierten Diagnostikmethode der Halbleitertechnik entwickelt und steht sowohl als Hilfsmittel für den Kristallzüchter zur Technologieforschung in Form des mit hoher örtlicher Auflösung arbeitenden Einsondenverfahrens als auch für den Bauelementeentwickler zur Messung an Profilen (Schrägschliff), Schichten und Strukturen in Form des Zweisondenverfahrens zur Verfügung.

Literatur

[1] Mazur, R. G.; Dickey, D. H.: A Spreading Resistance Technique for Resistivity Measurements on Silicon. (Ausbreitungswiderstandsmeßmethode für Widerstandsmessungen am Silizium). Journal of Electrochemical Society 113 (1966) H. 3, S. 255–259

[2] Spreading Resistance Symposium. Proceedings of a Symposium Held at NBS Gaithersburg Juni 13-14, 1974. NBS Special Publication No. 400-10

[3] Mischke, B.; Riemann, H.; Schröder, W.; Wolf, E.: Qualitätscharakterisierung des einkristallinen Siliziums. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 559–562

[4] Gaworzewski, P.; Riemann, H.: On the Effect of Heat-Treatment upon the Charge Carrier Concentration of Dislocation-Free Floating-Zone Silicon Crystals. (Über den Einfluß einer Wärmebehandlung auf die Ladungsträgerkonzentration von versetzungsfreien Zonenfloating-Kristallen.) physica status solidi (a) 45 (1978) S. 117–124

Logarithmischer Kennlinienschreiber

Dipl.-Ing. WOLFGANG HEINEMANN

Mitteilung aus dem Institut für Physik der Werkstoffbearbeitung der Akademie der Wissenschaften der DDR

Die logarithmische Darstellung der Abhängigkeit einer Ausgangs- von einer Eingangsgröße ist bei großem Wertebereich vorteilhaft. Der in diesem Beitrag beschriebene Kennlinienschreiber ermöglicht die doppeltlogarithmische Aufzeichnung einer I-U-Kennlinie im Bereich von $10^{-3}...3 \cdot 10^{2}$ V und $10^{-10}...10^{-3}$ A.

Zur Anzeige wird ein Bildschirmsichtgerät verwendet bzw. ein X-Y-Kompensationsschreiber als Registriergerät angeschlossen, wobei für die Auswertung dekadisch geeichte Pegellinien vorgesehen sind. Da die Ausgangsgröße I gegenüber der Eingangsgröße U einen größeren Wertebereich umfaßt, ist das Gerät vorzugsweise zur Darstellung progressiver Kennlinien geeignet. Zur besseren Ausnutzung des Aufzeichnungsformates wurden die X-Y-Achsen entgegen der üblichen Darstellungsform vertauscht.

Meßprinzip (Bild 1)

Dem Prüfling sowie dem Y-Eingang des Sichtgerätes wird eine zeitlich ansteigende Spannung zugeführt. Um zu einem logarithmischen Maßstab für die Spannungsachse zu gelangen, wurde dem Prüfling ein antilogarithmischer Verstärker vorgeschaltet. Der zu messende Strom wird dagegen vom Logarithmierer in eine Spannung umgewandelt und vom Sichtgerät in X-Richtung ebenfalls logarithmisch dargestellt.

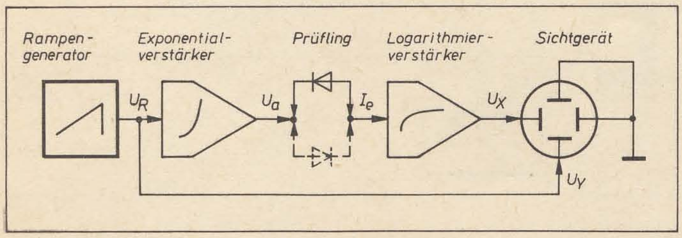


Bild 1: Meßprinzip

Darstellungsform

Bildschirmsichtgerät (Bild 2)

Für die schnelle Auswahl von Prüflingen mit bestimmten Eigenschaften ist die sofortige Darstellung auf dem Sichtgerät vorteilhaft. Der Einfluß verschiedener Parameter wird sofort angezeigt, so daß Meßfehler erkannt werden können.

Veränderlich sind

- Frequenz des Rampengenerators
- Rampenspannung sowie 0-Pegel
- Frequenzkompensation des logarithmischen Verstärkers
- Größe und Lage der Kennlinien auf dem Bildschirm
- Pegelbegrenzung der Rampenspannung in Abhängigkeit von einer vorbestimmten Spannungs- und Leistungsgrenze
- Darstellung mit und ohne Pegelraster (Auf Grund der Bildschirmwölbung der verwendeten Bildröhre ist eine Rasterscheibe unzweckmäßig. Es wurde deshalb ein elektronisches Raster eingeblendet. Die Pegellinien sind justiert.)

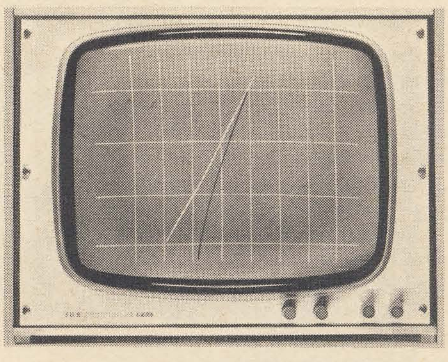


Bild 2: Sichtgerät FB 8 modifiziert

X-Y-Schreiber (Bild 3)

Ein schnelles Registrieren der Kennlinien ist mit einem Kompensationsschreiber möglich. Die Frequenz des Rampengenerators wird stark vermindert und somit dem Schreiber angepaßt. Es kann ebenfalls ein Pegellinienraster gezeichnet werden. Die Schreibstiftsteuerung vermeidet dabei das Schreiben der Rückläufe. Durch eine Ausblendschaltung wird ein Überschreiten einer Darstellung vermieden. Nachdem ein Zyklus (Kennlinie und zwölf Pegellinien) geschrieben ist, bleibt der Schreibstift in abgehobener Stellung.
Unabhängig von den soeben beschriebenen Darstellungsformen kann der Rampengenerator bei beliebiger Spannung angehalten werden, so daß bei sehr kleinen Strömen das Zeitverhalten des logarithmischen Verstärkers kontrolliert werden kann.

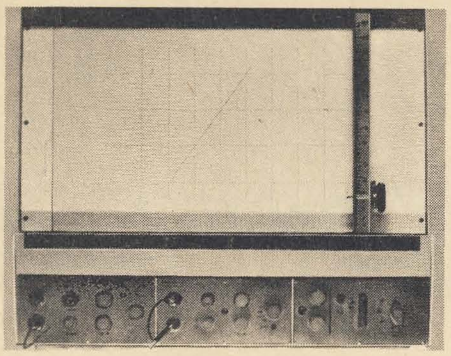


Bild 3: X-Y-Schreiber endim 620.02

Darstellbereich

Bild 4 zeigt drei mögliche Kennlinien einschließlich der Pegellinien. Die Rampenspannung ist mit 3 1/2 Dekaden darstellbar, und der Wertebereich kann durch Umschalten um zwei Dekaden erweitert werden und reicht von $10^{-3}...3 \cdot 10^{2}$ V. Der Logarithmierverstärker verarbeitet die Ströme von $10^{-10}...10^{-3}$ A durchgängig in einem Bereich.

Pegelbegrenzung

Die Kennlinie wird bei Überschreiten vorgebbarer Grenzwerte abgebrochen. Es stellt sich ein konstanter Strom ein, der nicht dargestellt wird.

Im Bild 4 ist Kennlinie 1 spannungs-, Kennlinie 2 dagegen leistungsbegrenzt. Beide Grenzen können innerhalb des gesamten Kennlinienfeldes variiert werden. Kennlinie 3 ist strombegrenzt, wobei hier die Strombegrenzung der Spannungsendstufe wirkt.

Funktionsbeschreibung (Bild 5)

Der Kennlinienschreiber enthält folgende Baugruppen:

- Rampengenerator RG
- Pegelstufen PA
- Spannungs- und Leistungsbegrenzer BG
- Exponentialverstärker EX
- Spannungsendstufe SE
- Logarithmierverstärker LOG
- Ablaufsteuerung AST
- Austastung AT
- X-Mutiplexer
- Y-Multiplexer
- X-Stromtreiber
- Y-Stromtreiber
- X-Tangensentzerrer
- Y-Tangensentzerrer
- Stromversorgungsbausteine für +15 V, −15 V, +5 V, +300 V und +600 V.

Rampengenerator

Ein vom Komparator V_1 gesteuerter Integrator V_2 erzeugt periodisch lineare Dreieckimpulse, deren Frequenz mit dem Potentiometer eingestellt werden kann. Die Kennlinie wird „abwärts" geschrieben, d. h., sie beginnt mit dem Maximalwert. Während dieser Phase wird die Ablaufzeit des Generators etwa fünffach vergrößert (Bild 6.1).

Pegelstufen

Die Rampenspannung muß den Eingangsbedingungen der folgenden Stufen in Amplitude und Lage angepaßt werden. Diese Transformation übernehmen V_3, V_4 und V_5.

Spannungs- und Leistungsbegrenzung

Der Pegelstufe V_3 ist ein Begrenzer V_9 nachgeschaltet. Die Rampenspannung wird auf den mit dem Potentiometer U eingestellten Wert begrenzt. Oft ist eine einstellbare Leistungsbegrenzung vorteilhaft. Hierzu muß das Produkt aus der am Prüfling anliegenden Spannung und dem Meßstrom gebildet werden. Da beide Werte logarithmiert vorliegen, ist nur noch eine Summierstufe V_{10} erforderlich. Mit dem Regler P wird die Leistungsgrenze vorbestimmt. Die Ausgangsspannung der Summierstufe wird direkt dem zuvor beschriebenen Begrenzer V_9 zugeführt. Spannungs- und Leistungsbegrenzung sind kombiniert anwendbar (Bild 4).

Exponentialverstärker

Für die doppeltlogarithmische Darstellung ist es erforderlich, die Rampenspannung exponentiell ansteigen zu lassen. Dies geschieht mit Hilfe des Exponentialverstärkers V_6. Ein hochwertiger, als Diode geschalteter Si-Planartransistor liefert bei 25 °C im Kollektorstrombereich von 100 pA...100 μA eine 60 mV/Dekade steile Übertragungskennlinie. Er wird als Gegenkopplungsimpedanz für einen als invertierenden Verstärker arbeitenden Operationsverstärker eingesetzt. Besitzt dieser einen sehr kleinen Offsetstrom (< 10 pA), dann lassen sich etwa acht Dekaden mit hinreichender Genauigkeit übertragen. Die Temperaturkompensation erfolgt mit Hilfe einer zweiten Diode (verwendet wird ein Doppeltransistor).

Spannungsendstufe

Die Ausgangsspannung des Exponentialverstärkers beträgt 0...10 V, so daß eine Nachverstärkung auf 300 V erforderlich wird. Verwendet wird ein Operationsverstärker (V_7) mit nachgeschaltetem Hochvolttransistor. Eine gemeinsame Spannungsgegenkopplung sichert ausreichende Linearität und Temperaturstabilität. Die Spannungsbereiche 30 V und 3 V werden durch vorgeschaltete Spannungsteiler verwirklicht. Diese Lösung ist im 3-V-Bereich wegen der Offsetdrift nicht ganz optimal, vermeidet aber aufwendige Umschaltungen in der Frequenzkompensation. Eine aktive Strombegrenzung setzt bei etwa 2 mA ein, damit ein ausreichender Schutz für den logarithmischen Verstärker gegeben ist.

Logarithmierverstärker

Der Logarithmierverstärker ist eine Entwicklung aus dem Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf und wurde von dort als fertige Baugruppe bezogen. Der Verstärker verarbeitet Eingangsströme von 10^{-11} bis 10^{-3} A. Bei voller Ausnutzung beträgt

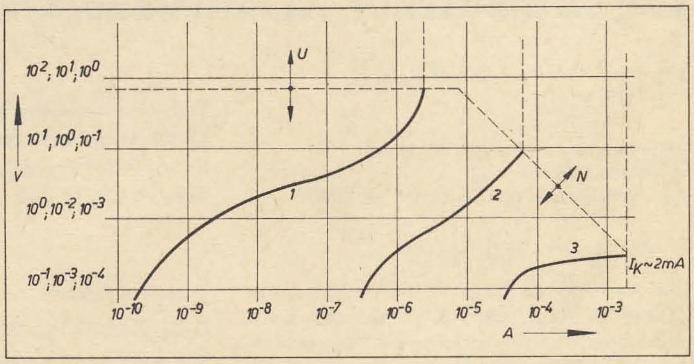


Bild 4: Kennlinienfeld

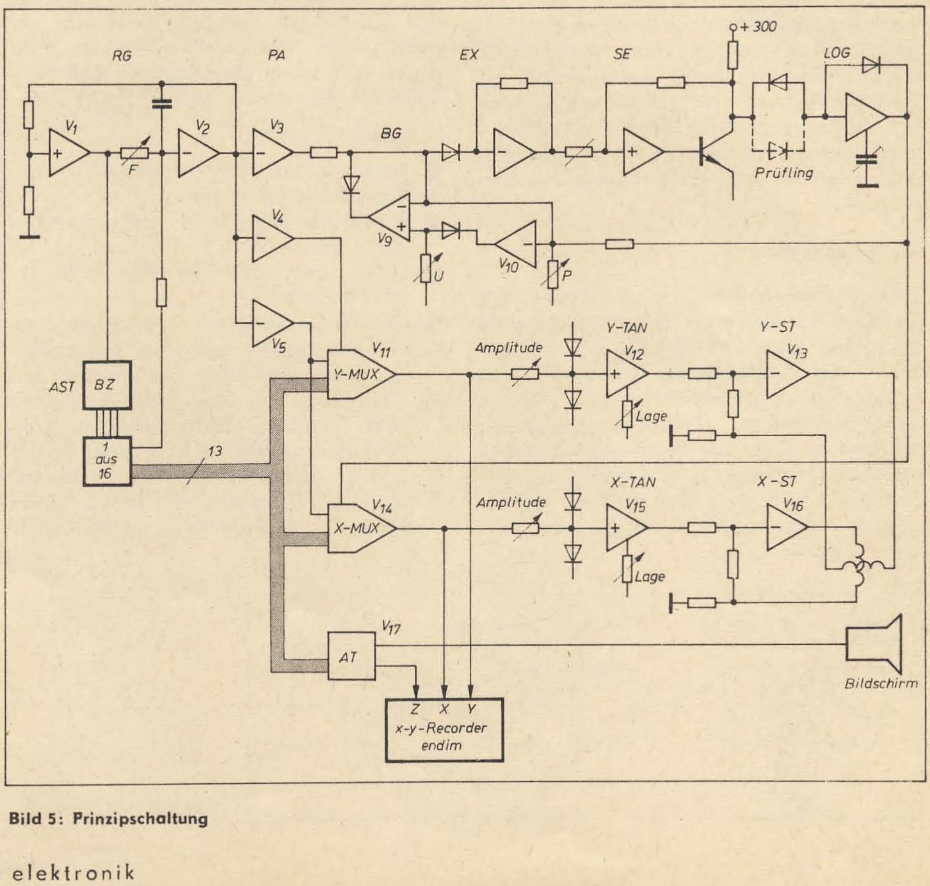


Bild 5: Prinzipschaltung

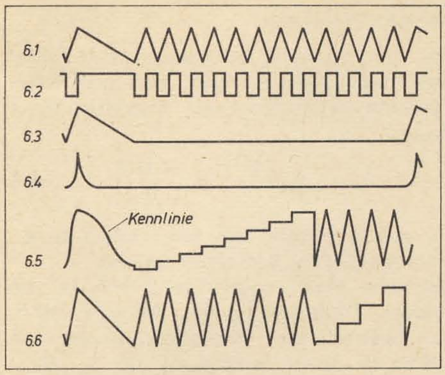


Bild 6: Kennlinienverläufe des Rampengenerators. 1. Rampe, 2. Takt, 3. Rampe (Phasen 2 bis 13 ausgetastet), 4. Exponentialverstärker, 5. X-Multiplexer, 6. Y-Multiplexer

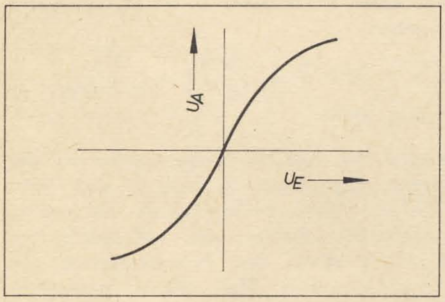


Bild 7: Übertragungskennlinie des Tangensentzerrers

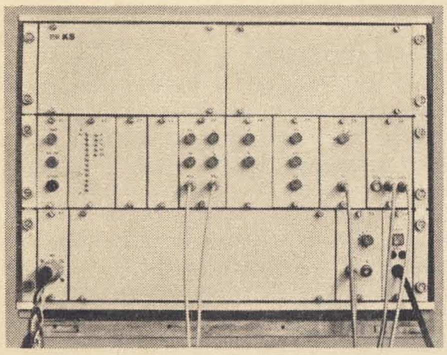


Bild 8: Aufbau des Gerätes

die Auflösung 1,25 V/Dekade. Bei sehr kleinen Strömen ist das Zeitverhalten des Verstärkers zu berücksichtigen. Um hier zu brauchbaren Ergebnissen zu gelangen, kann die Frequenzkompensation des logarithmischen Verstärkers und die Frequenz des Rampengenerators variiert werden.

Ablaufsteuerung

Das Einblenden eines elektronischen Pegellinienrasters bedingt eine sequentielle Bilderzeugung. Die Arbeitsphasen dazu liefert die Ablaufsteuerung (AST). Sie werden aus den Taktimpulsen des Rampengenerators mit Hilfe von Binärzähler und Dekoder abgeleitet. In der ersten Phase wird die Ablaufzeit des Rampengenerators verlängert und die Kennlinie aufgezeichnet. Verzichtet man auf die Pegelliniendarstellung, dann wird der Zähler unmittelbar nach der ersten Phase auf Null gesetzt und die Kennlinie periodisch wiederholt. Anderenfalls folgt mit der zweiten Phase die erste Pegellinie für 10^{-10} A, dann die Pegellinie für 10^{-9} A usw. bis 10^{-3} A. Anschließend erscheinen die vier Spannungspegellinien. Nach der 13. Phase (12. Pegellinie) wird der Binärzähler zurückgesetzt und der gesamte Vorgang wiederholt.

Einzelbilddarstellung

Die Ablaufsteuerung enthält eine Ausblendschaltung, die genau einen Zyklus (Kennlinie und Raster) schreiben läßt. Der Bildschirm bleibt anschließend dunkel bzw. der Schreibstift des X-Y-Recorders im abgehobenen Zustand.

Austastung AT

Das Bild wird nicht in einem Kurvenzug geschrieben. Es enthält Rückläufe, deren Zeit für Einschwingvorgänge genutzt wird. Durch Austasten werden die störenden Abläufe unsichtbar.

Multiplexer

Die Synthese der Ablenkspannungen geschieht in den Analogschaltern V_{11} und V_{14}. Sie werden von der Ablaufsteuerung AST gesteuert und legen zeitlich nacheinander Pegel- und Rampenspannung sowie den Ausgang des logarithmischen Verstärkers an den X-Y-Schreiber bzw. an das Sichtgerät.

Stromtreiber

Als Sichtgerät dient ein Fernbildschreiber FB 8 des VEB Studiotechnik Berlin in modifizierter Form. Die Ablenkeinheit wurde von den Rastergeneratoren getrennt und statt dessen von den X-Y-Stromtreibern V_{13} und V_{16} versorgt.

Tangensentzerrer

Den Stromtreibern mußten die Entzerrer V_{12} und V_{15} vorgeschaltet werden. Sie korrigieren den Linearitätsfehler des Sichtgerätes. Ursache für diese Verzerrung ist, daß der Strahlursprung der verwendeten Bildröhre innerhalb des Krümmungsradius des Bildschirms liegt. Die notwendige Vorentzerrung wird durch ein Widerstands-Dioden-Netzwerk bewirkt. Bild 7 zeigt die Übertragungscharakteristik. Weiterhin lassen sich in diesen Stufen Größe und Lage des Bildes einstellen.

Stromversorgung

Für die Niederspannungen +5 V, +15 V und −15 V wurden stabilisierte Stromversorgungsbausteine des VEB Statron verwendet.

Aufbau des Gerätes

Die Realisierung erfolgt im Einheitlichen Gefäßsystem. Das Gehäuse besitzt die Maße 480 mm × 360 mm × 240 mm, wobei die Baugruppen in drei Ebenen angeordnet sind (Bild 8). Es wurden vorwiegend steckbare Universalleiterplatten verwendet.

Literatur

[1] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1974
[2] Herpy, M.: Analoge Integrierte Schaltungen. Budapest: Akadémiai Kiadó 1976
[3] Kühn, E.; Schmied, H.: Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1972
[4] Mennenga, H.: Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

Überlagerungsphasenmesser mit einer Phasenzeitauflösung von 1 ns

Dipl.-Ing. KLAUS WITT

Der in diesem Beitrag vorgestellte Überlagerungsphasenmesser gestattet die analoge Messung bzw. Registrierung der Phasendifferenz mehrerer 5-MHz-Normalfrequenzen untereinander. Die dabei erreichbare Phasenzeitauflösung beträgt 1 ns. Eine Erweiterung des Verfahrens auf eine digitale Messung ist möglich und wird angedeutet.

Meßverfahren

Bei dem vorgestellten Überlagerungsphasenmesser wird das Prinzip der Mischung zweier Normalfrequenzen mit einer um einen bestimmten Betrag abweichenden Frequenz verwendet. Die Phasendifferenz zwischen den beiden normalfrequenten Sinusschwingungen wird dabei voll in die beiden Differenzfrequenzen umgesetzt. Das prinzipielle Meßverfahren ist aus Bild 1 ersichtlich. Dabei sind f_1 und f_2 die zwei in ihrer Phasendifferenz zu ermittelnden 5-MHz-Normalfrequenzen, f_Q die zur Mischung benötigte quarzstabilisierte Frequenz und f_{D1}, f_{D2} die bei der Mischung entstehenden Differenzfrequenzen. Sollen mehr als zwei Normalfrequenzen untereinander verglichen werden, kann das durch mehrmaligen Aufbau des aus Bild 1 ersichtlichen Prinzips realisiert werden. Dabei ist auf gute Trennung der benötigten Frequenzen f_Q zu achten. Um Laufzeitunterschiede auszuschließen, sind die den beiden Mischstufen folgenden Baugruppen für die Differenzfrequenzen hinsichtlich der Lage der Bauelemente und der Leiterzüge identisch aufzubauen.

Die beiden Normalfrequenzen f_1 und f_2 werden jeweils einer Mischstufe zugeführt. Als Trägerfrequenz für den Doppelgegentaktmischer wird in beiden Mischstufen die über jeweils einen Trennverstärker zugeführte Frequenz f_Q verwendet. Im Anwendungsfall beträgt die quarzstabilisierte Frequenz 5,05 MHz. Der Betrag der in der Mischstufe entstehenden Differenzfrequenz f_D beträgt in diesem Fall 50 kHz, also genau den hundertsten Teil der Eingangsnormalfrequenz. Damit liegen zwei 50-kHz-Sinusschwingungen vor, deren Phasendifferenz $\Delta\varphi$ der der Eingangssignale entspricht. Die in den Ausgangssignalen der Mischstufen enthaltenen höherfrequenten Mischprodukte werden durch Tiefpässe unterdrückt, denen Emitterfolger (EF) nachge-

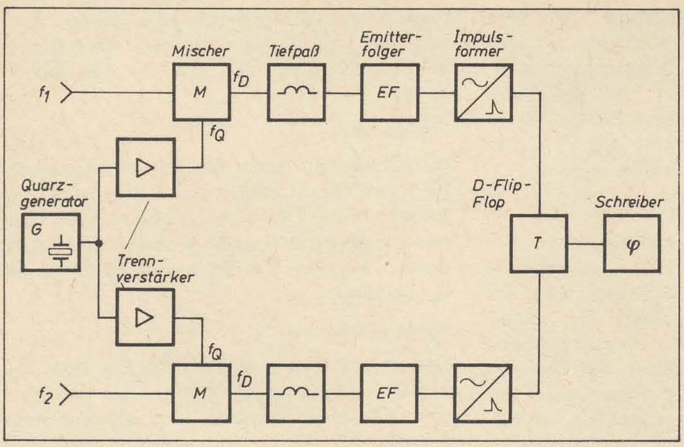


Bild 1: Prinzip der Phasenmessung bei 5 MHz

setzt sind, um zwischen Tiefpaß und nachfolgendem Impulsformer Rückwirkungsfreiheit zu erreichen.
Der Impulsformer wandelt das bisher noch sinusförmige Signal in eine Nadelimpulsfolge für die anschließende Ansteuerung eines D-Flip-Flops um. An den Ausgang dieses Flip-Flops ist eine geeignete Registriereinrichtung für den Gleichspannungsanteil des rechteckförmigen Ausgangssignals (z. B. y-t-Schreiber oder Fallbügelschreiber) angeschlossen.
Dieses hier angewandte Verfahren stellt eine Erweiterung des in [1] ausführlich beschriebenen Grundprinzips für Frequenzen bis 5 MHz dar. Analog gelten alle dort beschriebenen mathematischen Zusammenhänge und Diagramme.

Realisierung des Meßverfahrens

Der Aufbau der Mischstufen, Tiefpaßfilter, Emitterfolger, Impulsformer für beide Signalkanäle und des D-Flip-Flops erfolgte auf einer Leiterkarte. Der Quarzgenerator mit den Trennverstärkern wurde auf einer getrennten Leiterkarte elektrisch abgeschirmt aufgebaut. Eine Thermostatierung des Quarzes erwies sich als nicht erforderlich. Die Mischstufe wurde mit dem integrierten Analogschaltkreis B 222 D, Impulsformer und D-Flip-Flop wurden mit Schottky-TTL-Schaltkreisen (MH 74 S 00, MH 74 S 74) aufgebaut. Der Quarzgenerator mit den Trennverstärkern, die Tiefpässe und Emitterfolger sind in diskreter Bauweise realisiert worden.
Das Mustergerät besteht aus einer Leiterkarte für den Quarzgenerator mit den Trennverstärkern und drei Leiterkarten, auf denen sechs Mischstufen mit der jeweiligen Peripherie untergebracht sind. Es besteht somit die Möglichkeit, sechs Frequenzsignale untereinander oder drei Frequenzsignale mit jeweils der gleichen Normalfrequenz phasenmäßig zu vergleichen. Der Gesamtaufbau mit den Netzteilen erfolgte in einem Normeinschub. Durch die Verwendung von Schottky-TTL-Schaltkreisen konnte erreicht werden, daß die Totzeit, die bei der Erzeugung der Rechteckschwingung im D-Flip-Flop entsteht, bezogen auf die Eingangsfrequenz 0,6 ns beträgt.
Die mit diesem Verfahren erreichbare Phasenzeitauflösung beträgt 0,8...3 ns und ist von der Klasse des verwendeten Registriergerätes abhängig.

Auswertung der Meßergebnisse

Bild 2 zeigt ein idealisiertes Gangdiagramm (Phasenschrieb), wie es z. B. von

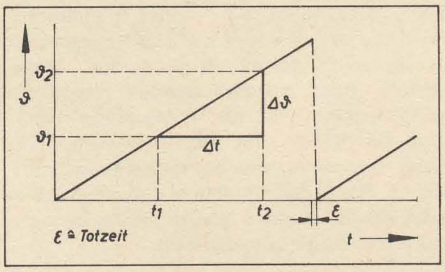


Bild 2: Ideales Gangdiagramm

einem y-t-Schreiber abgenommen werden kann. Bezeichnet man mit f_1 und f_2 die in ihrer Phase zueinander zu vergleichenden Normalfrequenzen, so besteht zwischen ihnen folgende Beziehung

$$f_2 = f_1 + \Delta f \qquad (1)$$

Der Zusammenhang zwischen der Phasendifferenz $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ und der Frequenzabweichung Δf stellt sich folgendermaßen dar

$$\Delta\varphi = 2\pi\Delta f t \qquad (2)$$

Nach Einführung des Begriffes Phasenzeitdifferenz ϑ

$$\vartheta = \frac{\Delta\varphi}{2\pi f} \qquad (3)$$

ergibt sich mit $\Delta f = f_2 - f_1$ und $\Delta\vartheta = \vartheta(t_2) - \vartheta(t_1)$ für die relative Frequenzabweichung y

$$y = \frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta\vartheta}{\Delta t} \qquad (4)$$

Gl. (4) ist die Grundlage zur Auswertung des Gangdiagrammes. Die relative Frequenzdifferenz $\Delta f/f$ läßt sich nun bei konstanter und genau bekannter Bezugsfrequenz mit Hilfe des Gangdiagrammes ermitteln. Sie entspricht einer Änderung der Phasenzeitdifferenz $\Delta\vartheta$ in einem Zeitintervall Δt.

Fehlerbetrachtung

Für den mittleren zu erwartenden Fehler des Meßverfahrens ergibt sich nach dem Fehlerfortpflanzungsgesetz folgender Ausdruck

$$\delta_y = y\sqrt{\left(\frac{\delta\Delta\vartheta}{\Delta\vartheta}\right)^2 + \left(\frac{\delta\Delta t}{\Delta t}\right)^2} \qquad (5)$$

An einem Beispiel soll der mittlere zu erwartende Fehler berechnet werden.
Bei einer Meßfrequenz von 5 MHz sei die relative Frequenzdifferenz $\Delta f/f = 2\cdot10^{-11}$, das bedeutet eine Phasenzeitdifferenz von 200 ns in einem Zeitintervall von $1\cdot10^4$ s. Bei einem Papiervorschub von 6 mm/min ist Δt auf etwa 200 s genau bestimmbar, während bei einer Schreibbreite von 200 mm $\Delta\vartheta$ auf 1 ns genau ermittelt werden kann. Diese Werte in Gl. (5) eingesetzt ergeben

$$\delta_y = 2\cdot10^{-11}\sqrt{\left(\frac{1\cdot10^{-9}\,s}{2\cdot10^{-7}\,s}\right)^2 + \left(\frac{200\,s}{1\cdot10^{4}\,s}\right)^2}$$
$$= 4\cdot10^{-13}$$

Besitzt die relative Frequenzdifferenz der Eingangsfrequenzen f_1 und f_2 den Wert $\Delta f/f = 2\cdot10^{-11}$, so beträgt der mittlere zu erwartende Fehler des Meßverfahrens $4\cdot10^{-13}$. Wenn der Papiervorschub des Registriergerätes über einen normalfrequenzgespeisten Synchronmotor erfolgt, ist eine Verringerung des mittleren zu erwartenden Fehlers auf $\delta_y = 1\cdot10^{-13}$ möglich.

Schlußbemerkung

Durch den Einsatz des Überlagerungsphasenmessers konnte die Überwachung hochstabiler Normalfrequenzerzeuger mit einer Phasenzeitauflösung von 1 ns bzw. 3 ns gesichert werden. Eine Erweiterung der hier beschriebenen analogen Variante auf eine digitale Messung ist möglich. Dazu müssen anstelle der verwendeten D-Flip-Flops die Eingänge zur Zeitintervallmessung eines Universalzählers angeschlossen werden. Höherer Aufwand bei der Erzeugung der Hilfsfrequenz f_Q und bei der Unterdrückung der störenden Mischprodukte ist dann unbedingt erforderlich. Eine Steigerung der Auflösung der Phasenzeit auf 0,1 ns wird dadurch ermöglicht.

Literatur

[1] Behnke, H.: Normalfrequenzvergleich mit Phasenschreiber. radio und fernsehen 16 (1967) H. 14, S. 424–426

Verk. Oszi EO 174 A 3600 M,– M, Oszi C 1-49 1500,– M, Oszi C 1-68 1500,– M, Voltmeter MV 70,2, 500,– M, selekt. Mikro-Voltmeter 30 MHz 5007, 850,– M, FBAS-Gen. (PAL) BI-BV, sehr handlich, 10000,– M
Ritter, 3500 Stendal, Rieckestraße 4, PSF 46

Erweiterung des Frequenzganges nichtinvertierender Operationsverstärker

CLAUS KÜHNEL

Ein häufig auftretendes meßtechnisches Problem ist die Spannungsmessung an hochohmigen Objekten. Als ein Beispiel sei hier die intrazellulare Messung des Biopotentials genannt [1]. Der nichtinvertierende Operationsverstärker (Elektrometerverstärker) erfüllt in sehr guter Näherung die Bedingung der leistungslosen Spannungsmessung [2]. Nachteilig ist die durch den Quellwiderstand und die wirksam werdende Eingangskapazität der Meßeinrichtung entstehende Zeitkonstante, die eine unerwünschte Bandbegrenzung bewirken kann. Im folgenden soll eine Erweiterung des Frequenzganges durch frequenzabhängige Rückkopplungen betrachtet werden.

Grundschaltung

Um eine Spannungsmessung an hochohmigen Meßobjekten mit herkömmlichen Spannungsmeßgeräten durchführen zu können, wird über einen nichtinvertierenden Operationsverstärker eine Entkopplung (U-U-Wandlung) vorgenommen. Der Ausgang des Verstärkers kann dann mit der herkömmlichen Meßtechnik abgeschlossen werden, ohne zusätzliche Fehler hervorzurufen. Bild 1 zeigt das Schaltungsprinzip von nichtinvertierenden Operationsverstärkern einschließlich Quelle.

Durch die Kapazität C_e werden neben der Eingangskapazität des Operationsverstärkers auch Leitungskapazitäten und die vielfach beachtlichen Meßwandlerkapazitäten berücksichtigt. Unter Annahme idealer Operationsverstärkereigenschaften gilt für das Übertragungsverhalten bzw. die Verstärkung

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + pR_iC_e} \qquad (1)$$

wobei p die komplexe Frequenz ($p = \sigma + j\omega$) angibt. Die Grenzfrequenz der Meßanordnung wird durch Quellwiderstand R_i und Eingangskapazität C_e bestimmt.

$$\omega_g = \frac{1}{R_iC_e} \qquad (2)$$

Zur Vermeidung des Verstärkungsabfalls bei höheren Frequenzen kann die Wirkung der Eingangskapazität sowohl durch frequenzabhängige Mitkopplung als auch Gegenkopplung in gewissen Grenzen ausgeglichen werden.

Reduzierung des Einflusses der Eingangskapazität durch frequenzabhängige Mitkopplung

Wird der mit der Frequenz sinkenden Eingangsspannung des Operationsverstärkers ein mit der Frequenz ansteigender Teil der Ausgangsspannung überlagert, kann der Pegelverlust in gewissen Grenzen kompensiert werden. Bild 2 zeigt die durch eine Mitkopplung ergänzte Verstärkerschaltung.

Wird das Frequenzverhalten des Operationsverstärkers durch eine Polstelle beschrieben, d. h., der Verstärkungsabfall bis zur Transitfrequenz übersteigt nicht den Wert 20 dB/Dekade, gilt folgende Beziehung:

$$U_A = v_0^{L} U_{diff} = \frac{v_0}{1 + p\tau}(U_+ - U_-) \qquad (3)$$

Normalkompensierte Operationsverstärker erfüllen diese Bedingung. Für die im Bild 2 gezeigte Schaltung erhält man unter Verwendung von Gl. (3) das folgende Übertragungsverhalten:

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{v'}{p^2\tau R_i(C_K + C_e)\frac{v'}{v_0} + pR_i\left\{C_e - C_K\frac{R_2}{R_1} + \left[\frac{\tau}{R_i} + (C_K + C_e)\right]\frac{v'}{v_0}\right\} + 1 + 1\frac{v'}{v_0}} \qquad (4)$$

mit $v' = v'(\omega \to 0) = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

Wichtig für die Stabilität der durch Gl. (4) beschriebenen Schaltung ist, daß der Term

$$C_e - C_K\frac{R_2}{R_1} + \left[\frac{\tau}{R_i} + (C_K + C_e)\right]\frac{v'}{v_0}$$

stets größer Null ist [3]. Wird eine gegen Unendlich gehende Verstärkung v_0 angenommen, so gilt für die Kapazität C_K

$$C_K < C_e\frac{R_1}{R_2} \qquad (5)$$

Für das Übertragungsverhalten ergibt sich entsprechend Gl. (4)

$$\left.\frac{U_A}{U_E}\right|_{v_0 \to \infty} = \frac{v'}{1 + pR_i\left(C_e - C_K\frac{R_2}{R_1}\right)} \qquad (6)$$

Für die Grenzfrequenz erhält man nunmehr aus Gl. (6)

$$\omega_g = \frac{1}{R_i\left(C_e - C_K\frac{R_2}{R_1}\right)} \qquad (7)$$

Gegenüber der Grundschaltung folgt daraus eine Erweiterung des Frequenzbereiches um den Faktor

$$\Omega = \frac{1}{1 - \frac{C_KR_2}{C_eR_1}} \qquad (8)$$

Die Gln. (6) bis (8) gelten ausschließlich unter der bereits angegebenen Voraussetzung $v_0 \to \infty$. In praktischen Fällen werden deshalb die Ergebnisse durch den Frequenzgang des Verstärkungsfaktors v_0^{L} beeinflußt. Bei der Berechnung des realen Frequenzganges ist deshalb von der vollständigen Gl. (4) auszugehen.

Eine wesentliche Vereinfachung der notwendigen Berechnungen wird erreicht, wenn ein entsprechendes Rechenprogramm genutzt werden kann. Die folgenden Berechnungen wurden sämtlich auf dem Tischrechner robotron K 1002 mit dem in [4] beschriebenen Rechenprogramm vorgenommen. Bei den Berechnungen wurde von folgenden Kennwerten ausgegangen: $R_i = 10\,M\Omega$, $C_e = 100\,pF$, $v' = 10$. Im Bild 3 sind die Ergebnisse der Frequenzgangberechnungen mit der Kapazität C_K als Parameter angegeben. Deutlich ablesbar ist der durch die Mitkopplung erweiterte Frequenzbereich. Nähert sich der Wert der Kapazität C_K seinem maximal zulässigen Wert, ist mit Instabilitäten zu rechnen. Außerdem sollte die Dimensionierung der Mitkopplungskapazität ein Überschwingen im Bereich der Grenzfrequenz vermeiden, da der hochfrequente Anteil des Rauschspektrums stark betont würde, was ein ungünstiges Signal-Rauschverhältnis zur Folge hätte.

Reduzierung des Einflusses der Eingangskapazität durch frequenzabhängige Gegenkopplung

Neben der beschriebenen Möglichkeit der Mitkopplung ist durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung der Abfall der Eingangsspannung kompensierbar. Hierzu ist durch die Dimensionierung des Gegenkopplungsnetzwerkes ein mit der Frequenz sinkender Gegenkopplungsgrad, d. h. ein steigender Verstärkungsfaktor, zu sichern. Wird der Widerstand R_1 nach Bild 1 durch eine Kapazität C_K überbrückt, sinkt die abgegriffene Spannung mit steigender Frequenz. Bild 4 zeigt die vervollständigte

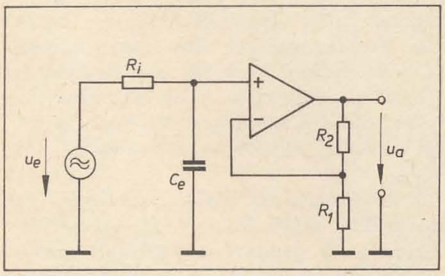


Bild 1: Prinzipschaltung des nichtinvertierenden Operationsverstärkers

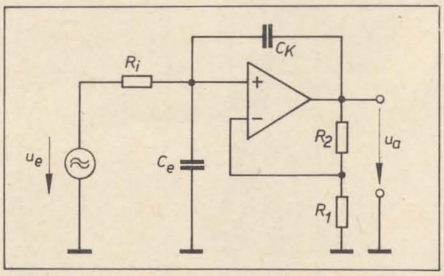


Bild 2: Durch Mitkopplung ergänzte Verstärkerschaltung

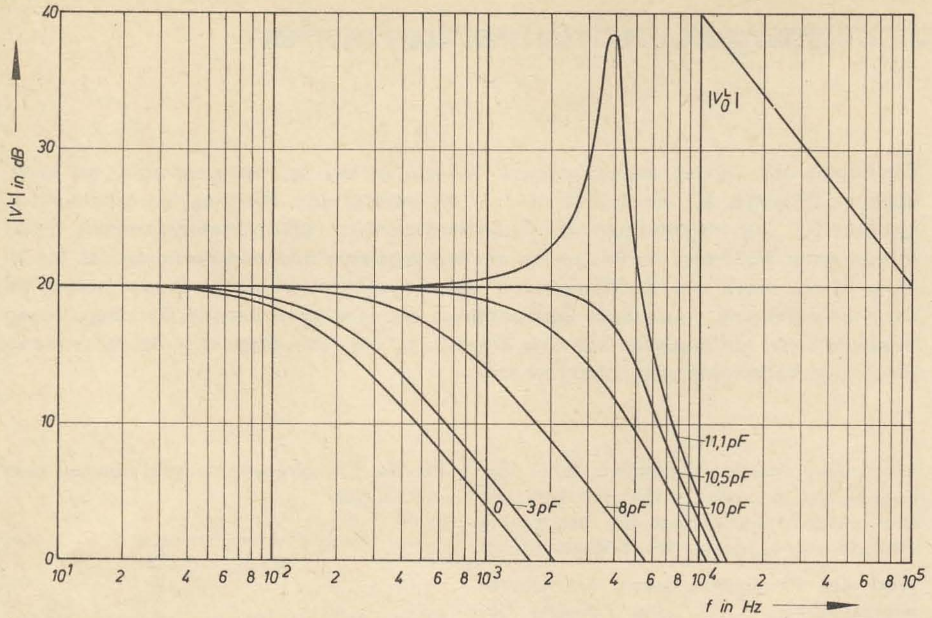


Bild 3: Frequenzgang der Schaltung im Bild 2

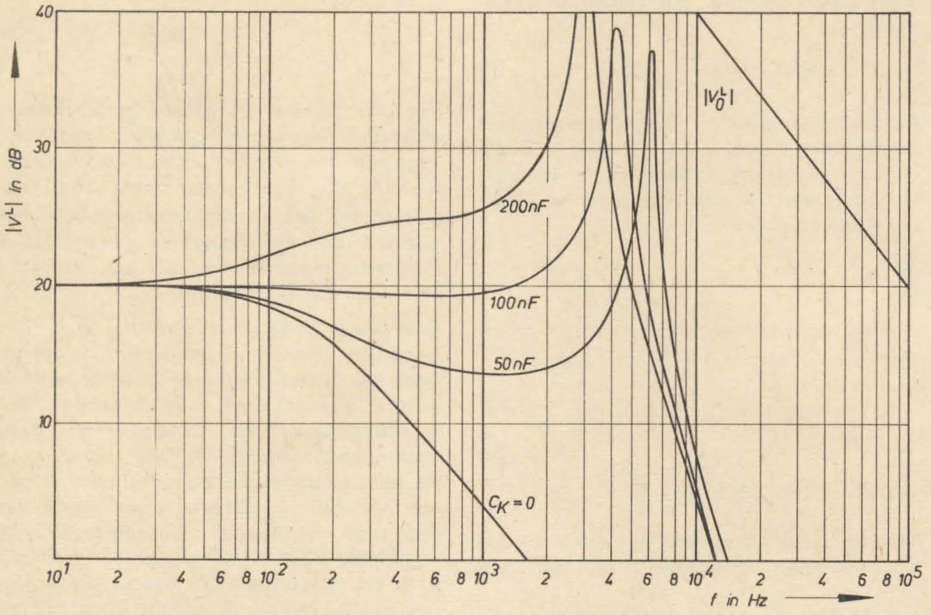


Bild 5: Frequenzgang der Schaltung im Bild 4

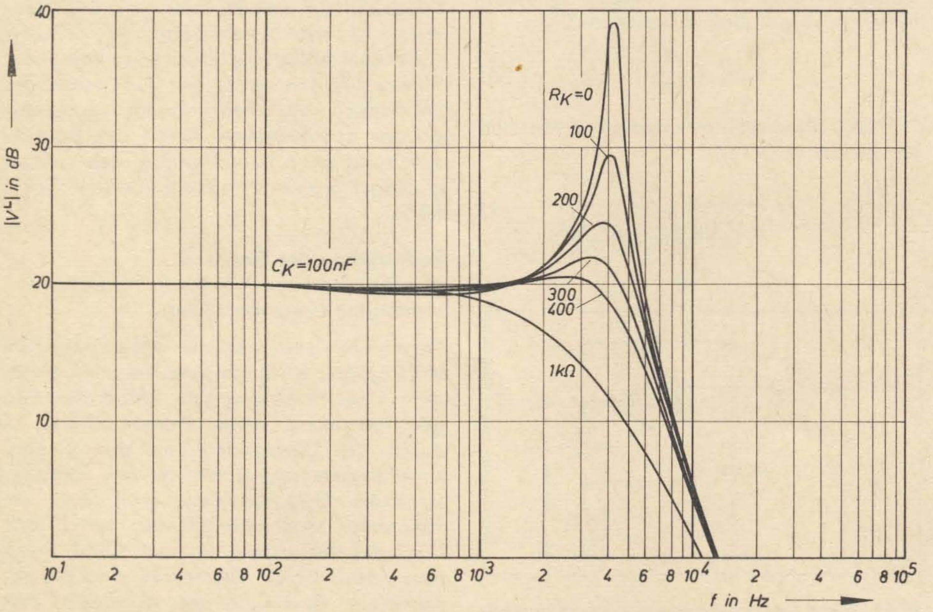


Bild 7: Frequenzgang der Schaltung im Bild 6

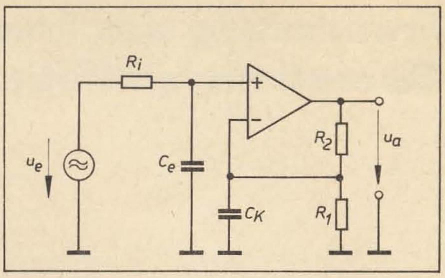


Bild 4: Durch frequenzabhängige Gegenkopplung ergänzte Verstärkerschaltung

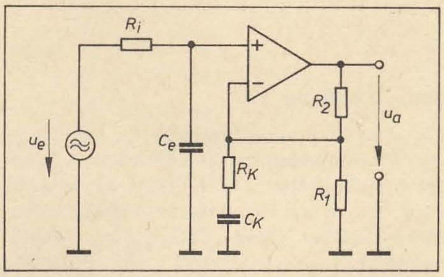


Bild 6: Verstärkerschaltung zur Bedämpfung des Frequenzganges

Schaltung, deren Analyse ein Übertragungsverhalten nach Gl. (9) ergibt.

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{v' + pC_K R_2}{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (9)$$

mit

$$b_0 = 1 + \frac{v'}{v_0}$$

$$b_1 = R_i C_e + \frac{1}{v_0}(R_i C_e v' + \tau v' + C_K R_2)$$

$$b_2 = \frac{R_i C_e}{v_0}(C_K R_2 + \tau v') + \frac{\tau}{v_0} C_K R_2$$

$$b_3 = \frac{\tau}{v_0} R_i C_e R_2 C_K$$

Wird vereinfachend eine Dimensionierung der Schaltung nach Bild 4 für $v_0 \to \infty$ vorgenommen, kann die wesentlich einfachere Beziehung

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{v' + pC_K R_2}{1 + pR_i C_e} \quad (10)$$

aus Gl. (9) abgeleitet werden. Ein frequenzunabhängiges Übertragungsverhalten wird unter dieser Vereinbarung bei einem Wert der Kompensationskapazität

$$C_K = v' \frac{R_i}{R_2} C_e \quad (11)$$

erreicht. Die Berechnungen des Frequenzganges bei frequenzabhängiger Gegenkopplung entsprechend Bild 4 sind im Bild 5 dargestellt. Als Parameter dient wieder die Kompensationskapazität C_K. Für den nach Gl. (11) berechenbaren Wert der Kompensationskapazität von etwa 100 nF ergibt sich ein recht gutes Frequenzverhalten bis zu der Stelle, bei der der Einfluß des Frequenzganges des Operationsverstärkers spürbar wird. Für den Bereich der Übertragungsfunktion nahe der Grenzfrequenz gilt das im vorigen Abschnitt zu Stabilität und Signal-Rauschverhältnis Gesagte.

Um in praktischen Fällen mit einer frequenzabhängigen Gegenkopplung bei Vermeidung der genannten Nachteile arbeiten zu können, ist die Spitze im Frequenzgang zu bedämpfen. Ein Widerstand R_K in Reihe zur Kompensationskapazität C_K bedämpft

dessen Wirkung bei hohen Frequenzen. Aus dem die Schaltung darstellenden Bild 6 wird wieder das Übertragungsverhalten abgeleitet. Es gilt nun allgemein

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{a_1 p + a_0}{b_3 p^3 + b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \qquad (12)$$

mit den Koeffizienten

$$a_0 = v'$$

$$a_1 = C_K(R_2 + R_K v')$$

$$b_0 = 1 + \frac{v'}{v_0}$$

$$b_1 = R_i C_e + R_K C_K + \frac{1}{v_0} \times [R_i C_e v' + \tau v' + C_K(R_2 + R_K v')]$$

$$b_2 = \frac{R_i C_e}{v_0}[R_K C_K v_0 + C_K(R_2 + R_K v') + \tau v'] + \frac{\tau}{v_0} C_K(R_2 + R_K v')$$

$$b_3 = \frac{\tau}{v_0} R_i C_e C_K (R_2 + R_K v')$$

Mit diesen Koeffizienten wurde wiederum der Frequenzgang der nichtinvertierenden Verstärkerschaltung gemäß Bild 6 berechnet. Im Bild 7 sind die Ergebnisse der Berechnung zusammengestellt. Deutlich ersichtlich ist die Bedämpfung der Resonanzspitze. Bei einem Widerstandswert von $R_K = 400\,\Omega$ ist die Übertragungsfunktion bereits hinreichend geebnet, so daß auf weitere Berechnungen verzichtet wurde.

Schlußbemerkungen

Es wurde gezeigt, wie durch geeignete Rückkopplungen das Übertragungsverhalten hinsichtlich der oberen Grenzfrequenz bedeutend verbessert werden kann. Günstigere Ergebnisse werden erreicht, wenn mit geringeren Verstärkungsfaktoren v' oder aber mit High-speed-Operationsverstärkern gearbeitet werden kann. Werden die eingangs erwähnten Anforderungen bereits beim Operationsverstärkerentwurf berücksichtigt, ist eine Optimierung der Gesamteigenschaften möglich. Ergebnisse hierzu sind u. a. in [5] zu finden.

Literatur

[1] Geddes, L. A.: Electrodes and the measurement of bio-electric events. New York: Wiley-Interscience 1972

[2] Herpy, M.: Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akadémiai Kiadó 1976

[3] Vielhauer, P.: Passive lineare Netzwerke. Berlin: VEB Verlag Technik 1974

[4] Kühnel, C.: Berechnung des Frequenzganges von elektrischen Netzwerken. radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 1, S. 21–23

[5] de Man, H. J.; Vanparys, R. A.; Cuppens, R.: A low input capacitance voltage follower in a compatible Silicon-Gate MOS-Bipolar Technology. IEEE J. SC-12 (1977) H. 3, S. 217–223

Dividierer nach dem Sägezahnverfahren

JÜRGEN SCHWARZ

Multiplizierer und Dividierer, die nach dem Sägezahnverfahren arbeiten, zeichnen sich durch große Genauigkeit bei vergleichsweise geringem Aufwand aus. Für Anwendungen, die nur eine kleine Frequenz des zu übertragenden Signales erfordern, bietet sich das im folgenden Beitrag beschriebene Schaltungsprinzip an.

Zum Aufbau eines Meßgerätes wurde ein elektronischer Dividierer mit einer Genauigkeit < 0,5 % vom Endwert benötigt, der neben einer hohen Eingangsimpedanz für den Gleichanteil der Eingangssignale die Bildung des arithmetischen Mittels der Eingangssignale und eine 10:1-Teilung des Zählerterms ermöglichen sollte. Da nur Gleichanteile zu verarbeiten waren, bot sich das Sägezahnverfahren, das [1] entnommen wurde, an (Bild 1).

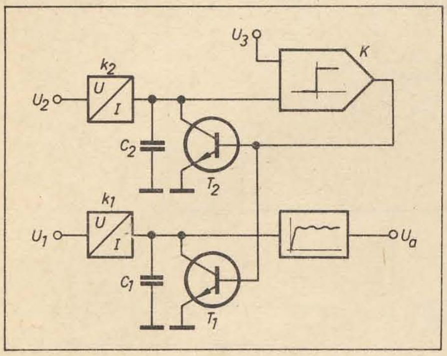


Bild 1: Sägezahnverfahren (Prinzipschaltbild)

Sägezahnverfahren

Die Kondensatoren C_1 und C_2 werden über Spannungs-Stromwandler durch Ströme aufgeladen, die den Eingangsspannungen proportional sind. Erreicht die Spannung an C_2 die Höhe der Vergleichsspannung U_3, gibt der Komparator K ein Signal ab, das die Kondensatoren über die Transistoren T_1 bzw. T_2 entlädt. Die Spannung an C_2 verhält sich nach der Formel

$$U_{C2} = \frac{I_{C2}}{C_2} t = k_2 \frac{U_2}{C_2} t \qquad (1)$$

Der Schaltzeitpunkt T ergibt sich durch Gleichsetzen von U_{C2} mit U_3 zu

$$T = \frac{U_3}{U_2} \frac{C_2}{k_2} \qquad (2)$$

wobei die Spannung an C_1 zu diesem Zeitpunkt gleich

$$U_{C1} = \frac{k_1}{k_2} \frac{C_2}{C_1} U_3 \frac{U_1}{U_2} \qquad (3)$$

ist. An C_1 bildet sich also bei konstanter Spannung U_3 eine dem Quotienten U_1/U_2 proportionale Spannung aus. Die Genauigkeit der Division hängt weitgehend von der Linearität der Sägezahnspannungen ab. Durch das an C_1 angeschlossene Filter wird die Sägezahnspannung für die weitere Auswertung durch Instrumente geglättet.

Nichtinvertierender Integrator

Zur Erreichung eines linearen Sägezahns wird anstelle der Konstantstromquellen ein nichtinvertierender Integrator (Bild 2) nach [2] eingesetzt. Er besitzt eine kleine Ausgangsimpedanz, so daß durch die nachgeschalteten Baugruppen der Sägezahn nicht verzerrt wird. Die Schaltung besteht im Prinzip aus einem Tiefpaß als Integrierglied und einem in Reihe geschalteten NIC (Negative Impedance Converter) mit dem Innenwiderstand −R, der gleichzeitig als Impedanzwandler wirkt. Die Anwendung des Knotenpunktsatzes auf den P-Eingang des Operationsverstärkers

$$\frac{u_a - u_p}{R} + \frac{u_e - u_p}{R} - C\frac{du_p}{dt} = 0 \qquad (4)$$

ergibt mit $u_p = 1/2\, u_a$

$$u_a = \frac{2}{RC} \int u_e dt \qquad (5)$$

Bei konstanter Eingangsspannung $u_e = U_e$ gilt für

$$u_a = \frac{2}{RC} U_e t + U_0 \qquad (6)$$

Der zur Gewährleistung eines stabilen Betriebes des NIC erforderliche niedrige In-

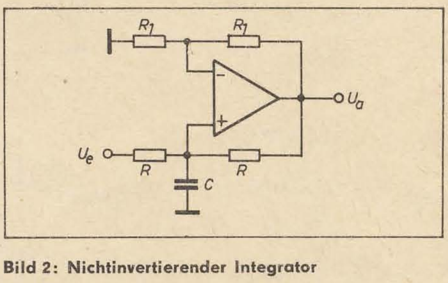


Bild 2: Nichtinvertierender Integrator

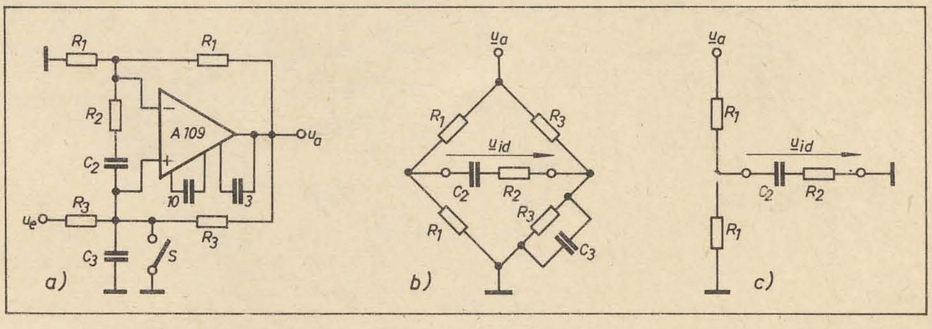


Bild 3: Nichtinvertierender Integrator mit Eingangsfrequenzkompensation. a) Schaltbild; b) Ersatzschaltbild mit offenem Schalter; c) Ersatzschaltbild mit geschlossenem Schalter

nenwiderstand der Eingangsspannungsquelle wird durch vorgeschaltete Spannungsfolger erreicht.
Wird die Kondensatorspannung im Umschaltzeitpunkt T kurzgeschlossen, so geht auch die Ausgangsspannung u_a auf Null. Um diesen Übergang mit der erforderlichen Geschwindigkeit zu gewährleisten, mußte eine ungewöhnliche Art der Frequenzkompensation des Integrators gewählt werden. Der vorkompensierte A 109 wird mit einer Eingangsfrequenzkompensation (Bild 3) betrieben, die eine hohe Flankensteilheit der Ausgangsspannung (etwa 22 V/µs) ermöglicht [3].

Berechnung der Frequenzkompensation

Bild 4 zeigt den Frequenz- und Phasengang des vorkompensierten A 109. Der Frequenzgang weist drei Polstellen bei den Frequenzen $f_1 = 10$ kHz, $f_2 = 1$ MHz und $f_3 = 1{,}5$ MHz auf.

$$A(p) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_3}\right)} \qquad (7)$$

so daß der Frequenzgang des gesamten Gegenkopplungsnetzwerkes so dimensioniert werden muß, daß in beiden Schaltzuständen des Transistorschalters die Stabilitätskriterien mit einer gewissen Reserve (Phasenreserve von etwa 45° beim Null-

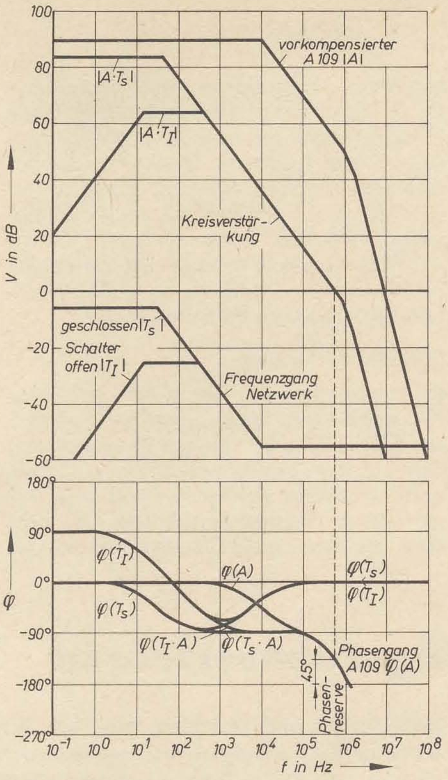


Bild 4: Bodediagramm

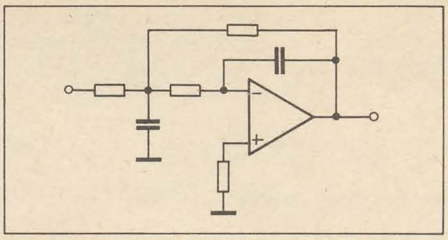


Bild 5: Aktives Filter 2. Ordnung

durchgang der Kreisverstärkung) erfüllt werden.

Zur Berechnung der Übertragungsfunktion des Gegenkopplungsnetzwerkes nach Bild 3b wird die Leerlaufspannung der Gegentakteingangsspannung $\underline{u}_{idL}$ ermittelt:

$$\underline{u}_{idL} = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_3 \| C_3} - \frac{R_1}{R_1 + R_1}\right) \underline{u}_a \qquad (8)$$

$$\underline{u}_{idL} = \frac{p\tau_3}{2(2 + p\tau_3)} \underline{u}_a = \frac{1}{4} \frac{p\tau_3}{1 + p\frac{\tau_3}{2}} \underline{u}_a \qquad (9)$$

Die Anordnung besitzt einen Innenwiderstand von

$$Z_i^L = R_1 \| R_1 + R_3 \| (R_3 \| C_3) \qquad (10)$$

$$Z_i^L = \frac{R_1}{2} + \frac{R_3}{2 + p\tau_3} \qquad (11)$$

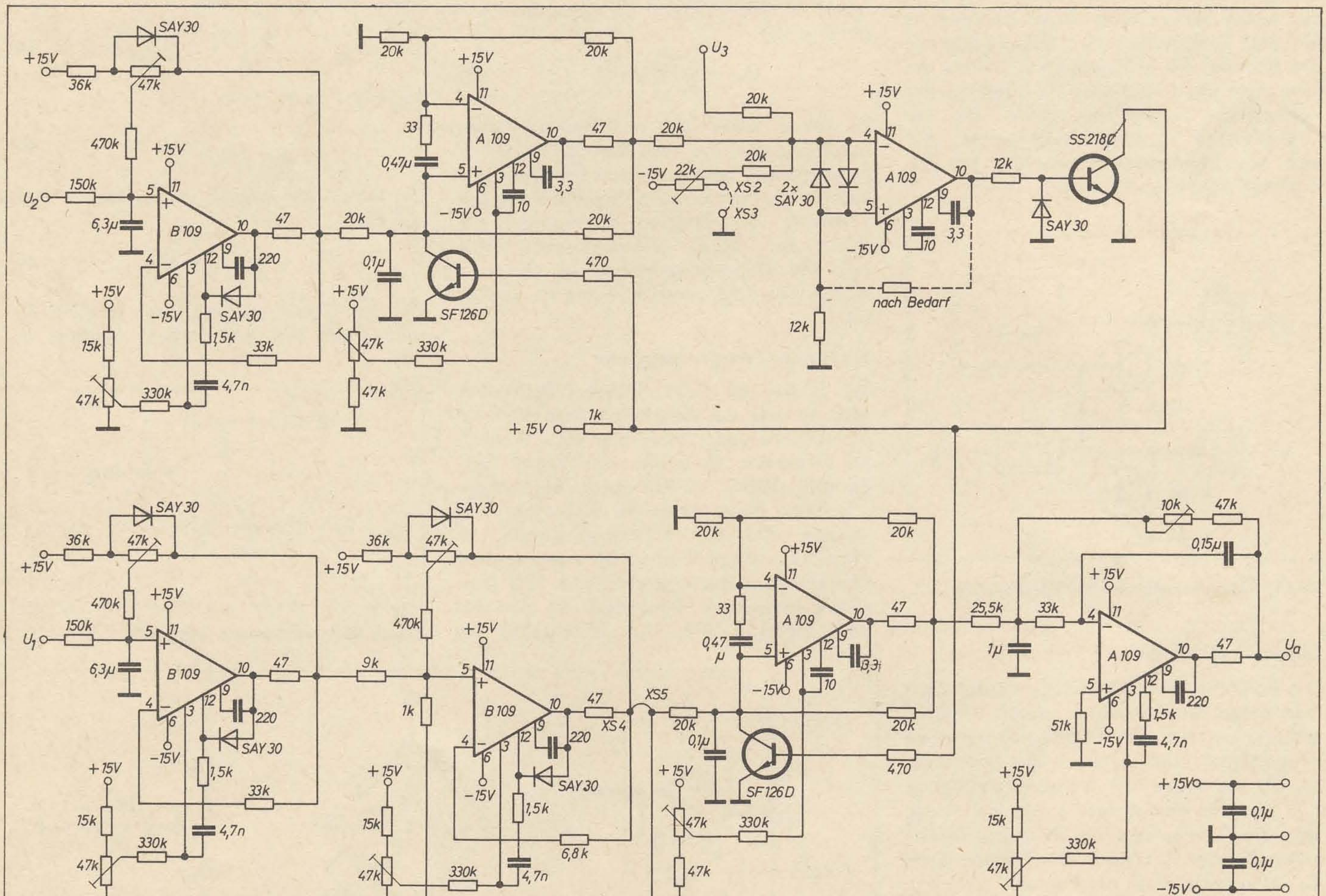


Bild 6: Stromlaufplan des Dividierers

Der Helmholtzsche Satz

$$\underline{i}_a = \frac{\underline{u}_{idL}}{Z_i^L + Z_a^L} = \frac{\underline{u}_{id}}{Z_a^L} \tag{12}$$

liefert mit $Z_a^L = R_2 + \frac{1}{pC_2}$ als Belastung des Netzwerkes nach längerer Rechnung den Ausdruck

$$T_I(p) = \frac{\underline{u}_{id}}{\underline{u}_a} = \frac{1}{4} \times \frac{p\tau_3(1 + p\tau_2)}{1 + p\left[\tau_2\left(1 + \frac{1}{2}\frac{R_1 + R_3}{R_2}\right) + \frac{\tau_3}{2}\right] + p^2\tau_2\tau_3\left(\frac{1}{2} + \frac{R_1}{4R_2}\right)} \tag{13}$$

Aus dem Ansatz

$$T_I(p) = \frac{p\tau_3{}^*(1 + p\tau_2)}{(1 + p\tau_A)(1 + p\tau_B)} \tag{14}$$

werden durch Koeffizientenvergleich als Lösung die folgenden Terme gewonnen:

$$\tau_3{}^* = \frac{\tau_3}{4} \tag{15}$$

$$\tau_{A/B} = \frac{1}{4}\left\{\tau_3 + \tau_2\left(\frac{R_1 + R_3}{R_2} + 2\right) \pm \sqrt{\left[\tau_3 + \tau_2\left(\frac{R_1 + R_3}{R_2} + 2\right)\right]^2 - 4\tau_2\tau_3\left(2 + \frac{R_1}{R_2}\right)}\right\} \tag{16}$$

Damit ergibt sich die Kreisverstärkung

$$A(p)T_I(p) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_3}\right)} \times \frac{p\tau_3{}^*(1 + p\tau_2)}{(1 + p\tau_A)(1 + p\tau_B)} \tag{17}$$

wobei τ_2 so gewählt wird, daß die Nullstelle den Pol bei ω_1 aufhebt

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega_1} = R_2C_2 \tag{18}$$

Die übrige Dimensionierung muß die notwendige Phasenreserve garantieren. Dazu wird die Dämpfung des Netzwerkes für $\omega \to \infty$ so gewählt, daß der Nulldurchgang der Kreisverstärkung genau dort erfolgt, wo der vorkompensierte A 109 eine Phasenreserve von 45° besitzt. Die Verstärkung $T_I(p)$ für $\omega \to \infty$ ist

$$T_I\big|_{\omega\to\infty} = \frac{1}{2 + \frac{R_1}{R_2}} = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2} \tag{19}$$

Aufgelöst nach R_2 ergibt sich

$$R_2 = \frac{T_{Soll}}{1 - 2T_{Soll}} R_1 \tag{20}$$

Anschließend müssen die Verhältnisse für den geschlossenen Schalter (Bild 3c) berechnet werden. Es gilt

$$T_S(p) = \frac{\underline{u}_{id}}{\underline{u}_a} = \frac{R_1 \| \left(R_2 + \frac{1}{pC_2}\right)}{R_1 + R_1 \| \left(R_2 + \frac{1}{pC_2}\right)} \tag{21}$$

$$T_S(p) = \frac{1}{2}\frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_2\left(1 + \frac{R_1}{2R_2}\right)} = \frac{1}{2}\frac{1 + p\tau_2}{1 + p\tau_C} \tag{22}$$

mit

$$\tau_C = \tau_2\left(1 + \frac{R_1}{2R_2}\right) \tag{23}$$

Es ist ersichtlich, daß auch bei geschlossenem Schalter der Pol bei $f_1 = 10$ kHz durch die Nullstelle von $T_S(p)$ aufgehoben wird.

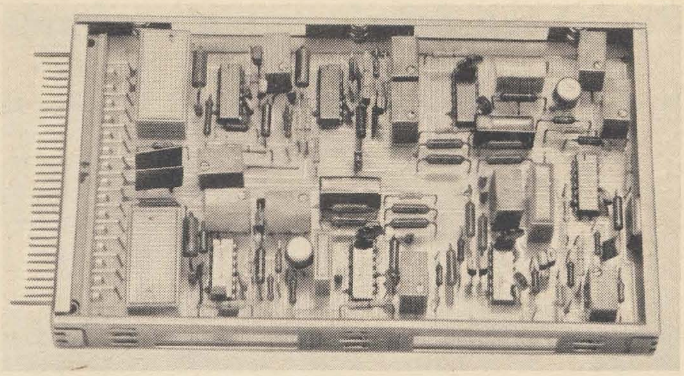


Bild 7: Realisierter Aufbau des Dividierers

Dimensionierung der Frequenzkompensation

Für die Widerstände R_1 und R_3 wurde ein Wert von $R_1 = R_3 = 20$ kΩ und für den Kondensator C_3 von 0,1 μF gewählt. Nach Gl. (20) ergibt sich mit $T_{Soll} = 0{,}00178$ (≙ −55 dB)

$$R_2 = \frac{1{,}78 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^3\,\Omega}{1 - 2 \cdot 1{,}78 \cdot 10^{-3}} = 35{,}7\,\Omega$$

(praktischer Wert 33 Ω)

$$C_2 = \frac{1}{R_2\omega_1} = \frac{1\,\text{s}}{33\,\Omega \cdot 2\pi \cdot 10^4} = 0{,}482\,\mu\text{F}$$

(praktischer Wert 0,47 μF)

Damit ergeben sich die anderen Zeitkonstanten zu

$\tau_2 = 15{,}5\,\mu$s; $\tau_3{}^* = 0{,}5$ ms; $\tau_A = 9{,}94$ ms; $\tau_B = 0{,}474$ ms; $\tau_C = 4{,}83$ ms

Die Frequenz- und Phasengänge sind im Bild 4 dargestellt.

Filter

Als Filter wird eine aktive Schaltung 2. Ordnung nach Bild 5 mit Butterworth-Charakteristik eingesetzt [4].

Arithmetischer Mittelwert und 10 : 1-Teilung

Zur Bildung des arithmetischen Mittelwertes wird ein RC-Filter 1. Ordnung mit einer Zeitkonstante von etwa 1 s verwendet. Zur Gewährleistung des hohen Eingangswiderstandes sind dem Filter Spannungsfolger nachgeschaltet. Der Eingangsstrom der Operationsverstärker wird durch eine Konstantspannungsquelle in Bootstrap-Schaltung [3] kompensiert. Zur Verhinderung einer Blockierung der Operationsverstärker sind Latch-up-Dioden (Diode zwischen den Anschlüssen 10 und 12) vorgesehen. Die 10:1-Teilung erfolgt durch einen wahlweise an Masse zu legenden Spannungsteiler, der mit einem weiteren Spannungsfolger belastet ist[1]).

Gesamtschaltung und Aufbau

Bild 6 zeigt den Stromlaufplan des Dividierers. Für jeden Operationsverstärker wurde eine Kompensation der Offsetspannung realisiert. Zusätzlich wurde ein Multipliziereingang, der nach Umdimensionierung der Eingangswiderstände des Komparators die Verwendung als multiplizierender Dividierer möglich macht, vorgesehen.

Der meßtechnisch ermittelte Fehler lag unter ± 50 mV vom Sollwert (Endwert 10 V) in den Bereichen der Eingangsspannungen von 1...10 V.

Der Dividierer wurde auf einer doppeltkaschierten Leiterplatte im EGS-Format 95 mm × 170 mm realisiert (Bild 7). Zum Abgleich wurden Dickschichtregler nach TGL 27 423 eingesetzt. Die Leiterzuführung um die Integrationskondensatoren wurde so gestaltet, daß, bedingt durch die Impedanzen der Leitungswege und der Bauelemente, der zulässige Kollektorspitzenstrom der Transistoren SF 126 D beim Kurzschluß der Integrationskondensatoren nicht überschritten wird.

[1]) Für die 10:1-Teilung sind andere, weniger aufwendige Varianten, z. B. Umschaltung des Integrationskondensators, denkbar. Die in diesem Beitrag gewählte Anordnung ist durch die Schaltung des Gesamtgerätes bedingt.

Literatur

[1] Grünberg, W.-D.: Analoges Multiplizieren und Dividieren nach dem Sägezahnverfahren. Elektronik 18 (1969) H. 2, S. 43–45

[2] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1976

[3] Herpy, M.: Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akadémiai Kiadó 1976

[4] Wiederhold, M.; Sittig, K.: RC-Filter. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 20, S. 677–680

Suchen
Röhrenfassungen und neuwertige Röhren
S R S 552 N
Zuschr. an:
K-F-S Studiotechnik
9430 Schwarzenberg/Erzgb.
Schlosswald 75

Zum Verkauf:
Funk u. Ton 1951–1954, pro Jahrgang 30,–, Elektronische Rundschau 1955–1962, pro Jahrgang 30,–, geb. 40,–, Funktechnik 1947–1969, pro Jahrgang 50,–, geb. 60,–
Zöllner, 4200 Merseburg
Domstr. 7

Periphere Schaltungen zu Ansteuergeräten mit U 706 D

Dr.-Ing. GÜNTER GRAICHEN

Mit der breiten Einführung der IS U 706 D zur Realisierung von Ansteuergeräten für Stromrichter kommt es zwangsläufig zu einer weitgehenden Standardisierung dieser Ansteuergeräte. In den peripheren Schaltungen werden deshalb zunehmend anwendungsspezifische Eigenschaften der Ansteuergeräte realisiert. Aus diesem Grunde kann dieser Beitrag nur durch ausgewählte Beispiele Anregungen für derartige Schaltungen vermitteln.

Ausnutzung von Phasen- und PLL-Überwachung

In mehrphasigen Ansteuergeräten, deren Synchronisation nach dem Koinzidenzprinzip mit einkanaligem Filter erfolgt (z. B. Standardansteuergerät), bietet die Ausnutzung der Phasen- und der PLL-Überwachung die Möglichkeit, mit niedrigem Aufwand einen rasch und sicher wirkenden Schutz des Stromrichters zu erreichen.

In der Ansteuer-IS U 706 D schaltet bei Synchronisation nach dem Koinzidenzverfahren der Ausgang $a_{ÜP}$ für Phasenüberwachung von L auf H, wenn ein Phasensignal ausfällt. Dieses H-Signal tritt periodisch mit der Netzfrequenz für eine kurze Zeit auf, was ein externes Halten dieses Zustandes über wenigstens eine Netzperiode erforderlich macht. Die Ausgänge $a_{ÜP}$ mehrerer U 706 D können wegen der internen Ausbildung als Open-Drain-Ausgänge parallelgeschaltet werden, wodurch ein hoher Strom für die Ansteuerung der Abschalteinrichtung zur Verfügung steht.

Eine einfache Schaltung zur Auswertung des Ausgangssignales $a_{ÜP}$ zur Phasenüberwachung zeigt Bild 1a. Im normalen Betrieb ist wegen $a_{ÜP} = L$ der Kondensator aufgeladen, und am Ausgang Ü stellt sich H-Pegel ein. Dieses Signal kann direkt zur Steuerung der Eingänge e_S bzw. e_{SV} für trägheitslose bzw. trägheitsbehaftete Sperre an der U 706 D genutzt werden. Da beim Umschalten von $a_{ÜP}$ auf H-Pegel die Entladung des Kondensators sehr rasch erfolgt, stellt sich praktisch trägheitslos Ü = L ein, was zur Sperre der Zündimpulse führt. Mit dem Ende des H-Signals an $a_{ÜP}$ beginnt die Aufladung des Kondensators. Folgt noch vor Erreichen der Schwellspannung am Invertereingang ein erneutes Fehlersignal an $a_{ÜP}$, bleibt der Ausgang Ü ständig auf L-Pegel. Erst wenn nach Verstreichen einer Netzperiode (RC-Glied entsprechend dimensionieren!) kein neues Fehlersignal erscheint, wird am Invertereingang L-Potential erkannt, was zum Umschalten von Ü auf H-Pegel und damit zur Freigabe der Zündimpulse führt. Bild 1b zeigt wichtige Signalverläufe zur Verdeutlichung der Wirkungsweise der Anordnung. Eine prinzipiell gleiche Funktionsweise wie die Schaltung nach Bild 1a zeigt die Anordnung nach Bild 2. Vorteil dieser Schaltung ist, daß ein Fehlersignal am Eingang direkt und nicht erst nach der Kondensatorentladung am Ausgang L-Pegel hervorruft. Auf Grund der Tatsache, daß zur Ansteuerung der Schaltung nach Bild 2a ein einfaches Logiksignal ausreicht, eignet sich diese Anordnung zur Auswertung der PLL-Überwachung. Ein PLL-Überwachungssignal steht am Ausgang ÜB eines einkanaligen Filters mit der IS A 290 D zur Verfügung. Im normalen Betrieb ist wegen ÜB = L der Kondensator aufgeladen, und am Ausgang Ü stellt sich H ein. Der Ausgang ÜB der PLL-Überwachung schaltet auf H, wenn

- der PLL noch nicht eingerastet ist
- der PLL ausgerastet ist
- ein bestimmter statischer Phasenfehler überschritten wird
- eine bestimmte Phasenänderungsgeschwindigkeit überschritten wird.

Dieses Fehlersignal kann sowohl als konstanter H-Pegel als auch als sich periodisch wiederholendes H-Signal vorliegen. Für den zweiten Fall macht sich ein Halten des Fehlersignals mit Hilfe eines RC-Gliedes erforderlich. Die Dimensionierung ergibt sich aus der Tatsache, daß periodische bzw. quasiperiodische Fehlersignale wenigstens mit einer Frequenz auftreten, die gleich oder größer als die PLL-Ausgangsfrequenz (im allgemeinen dreifache Netzfrequenz) ist.

In der Schaltung nach Bild 2 entsteht mit ÜB = H sofort Ü = L; der Kondensator wird entladen. Dieser Zustand bleibt für die Dauer ÜB = H erhalten. Schaltet ÜB zurück auf L, wird der Transistor gesperrt, und der Kondensator beginnt sich aufzuladen. Folgt noch vor dem Erreichen der Schwellspannung am NAND-Eingang ein erneutes Fehlersignal an ÜB, bleibt der Ausgang Ü ständig auf L-Pegel. Erst wenn kein erneutes Fehlersignal erscheint, wird am NAND-Eingang letztlich L-Potential erkannt, was zum Umschalten von Ü auf H-Pegel und damit in zum Bild 1a analoger Weise zur Freigabe der Zündimpulse führt.

Stehen in einem Ansteuergerät, z. B. im Standardansteuergerät, sowohl das Signal $a_{ÜP}$ für Phasenüberwachung als auch das Signal ÜB für PLL-Überwachung zur Verfügung, so empfiehlt sich zur Realisierung einer wirksamen Schutzschaltung für den angeschlossenen Stromrichter die Ausnutzung beider Überwachungssignale in einer Schaltung nach Bild 3. Nur im normalen Betrieb bei $a_{ÜP}$ = ÜB = L ist der Transistor gesperrt und der Kondensator aufgeladen ($a_{ÜP} = L$ ist mit Hilfe eines Widerstandes R_a zu sichern, da $a_{ÜP}$ ein Open-Drain-Ausgang ohne Lasttransistor ist). Am Ausgang Ü liegt H-Pegel. Schaltet $a_{ÜP}$ und/oder ÜB auf H-Pegel, wird der Kondensator entladen, und am Ausgang Ü entsteht L-Pegel, was zur Sperrung der Zündimpulsausgabe im Ansteuerschaltkreis U 706 D genutzt werden kann. Die Dimensionierung des Zeitgliedes hat sich an den mit Netzfrequenz auftretenden periodischen Fehlersignalen an $a_{ÜP}$ zu orientieren, da Fehlersignale an ÜB mit höherer Folgefrequenz auftreten.

Drehfeldüberwachung

Bei der Anschaltung mehrphasiger Ansteuergeräte an Netzspannung ist die Einhaltung des richtigen Drehfeldes wegen der fest vorliegenden Verdrahtung erforderlich, da sonst Funktionsstörungen bzw. Havarien auftreten können. Um ein aufwendiges vorheriges Prüfen des Drehfeldes zu vermeiden, empfiehlt sich der Einsatz einfacher Schaltungen zur Drehfeldüberwachung, mit deren Hilfe bei falsch angeschlossenem Drehfeld die Abgabe von Zündimpulsen an die Thyristoren gesperrt und damit Havarien vermieden werden.

In mehrphasigen Ansteuergeräten, deren Synchronisation nach dem Koinzidenzprinzip erfolgt (z. B. Standardansteuergerät), liegen zu den Phasenspannungen des speisenden Netzes äquivalente Rechteckimpulsfolgen in Form der Phasensignale SYR, SYS, SYT vor, die zur Drehfeldüberwachung genutzt werden können.

Eine einfache Schaltung für diesen Anwendungsfall zeigt Bild 4. Der Ausgang führt H-Pegel bei SYT = L oder SYR = L. Zwischen dem Ende des Zustandes SYR = L und dem Beginn des Zustandes SYT = L befindet sich eine Zeit SYR = SYT = H. SYR = L muß mit Hilfe des RC-Gliedes um diese Zeit verlängert werden, wenn A ständig H führen soll.

Die Verzögerungszeit t_V beginnt mit dem Umschalten von SYR von L nach H und wird mit dem Erkennen von L am Invertereingang beendet. Wie die Signalverläufe zeigen, muß die Bedingung

$$60° \text{ el} < t_V < 180° \text{ el}$$

stets eingehalten werden. Bei Unterschreitung der unteren Grenze kommt es auch bei richtig angeschlossenem Drehfeld zur Auslösung eines Fehlersignals, und bei Überschreitung der oberen Grenze kann unabhängig vom Drehfeld kein Fehlersignal mehr ausgelöst werden. Das periodisch mit der Netzfrequenz auftretende Fehlersignal muß wenigstens für die Dauer einer Netzperiode gehalten werden. Dafür eignen sich die bereits beschriebenen Schaltungen. Zweckmäßigerweise sollten aus Aufwandsgründen alle Überwachungsfunktionen in einer komplexen Anordnung zusammengefaßt werden.

Während die Schaltung nach Bild 4 ein periodisches Fehlersignal lieferte, das noch verlängert werden muß, stellt die Anordnung nach Bild 5 durch Verwendung eines RS-Flip-Flops ein ständig anliegendes Fehlersignal bereit. Die Funktionsweise ist anhand der Signalverläufe nach Bild 5b (für richtig angeschlossenes Drehfeld) leicht erkennbar. Wird das Drehfeld verändert, z. B. SYR und SYT vertauscht, befinden sich zur Zeit der Informationsübernahme (C = H) andere logische Pegel an den Vorbereitungseingängen des getakteten Flip-Flops, was zum Umschalten der Ausgänge führt.

Eine der Schaltung nach Bild 5 äquivalente Lösung ergibt sich bei Einsatz eines JK-

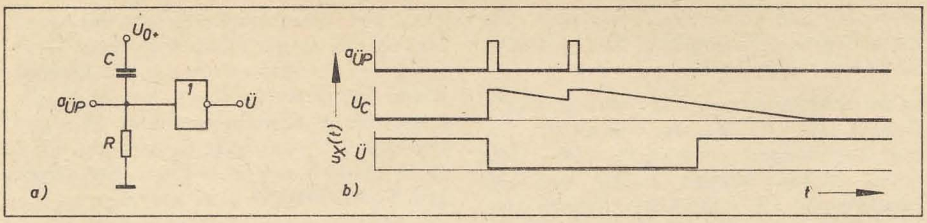


Bild 1: Steuerung der Zündpulssperre mit Hilfe der Phasenüberwachung. a) Schaltung; b) Signalverläufe

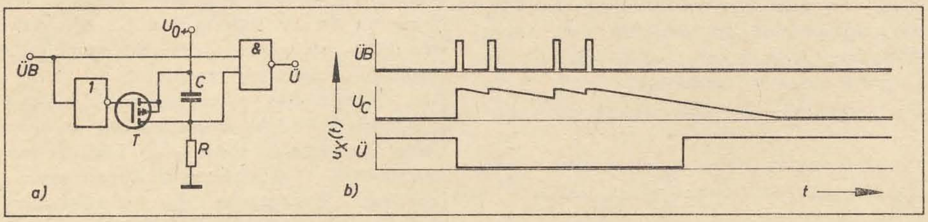


Bild 2: Steuerung der Zündpulssperre mit Hilfe der PLL-Überwachung (oder der Phasenüberwachung). a) Schaltung; b) Signalverläufe

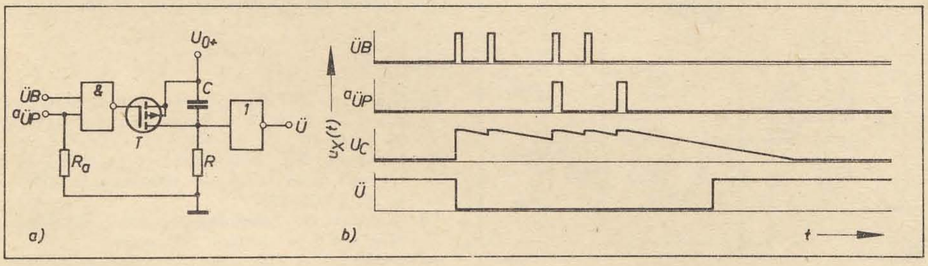


Bild 3: Steuerung der Zündpulssperre mit Hilfe der Phasen- und der PLL-Überwachung. a) Schaltung; b) Signalverläufe

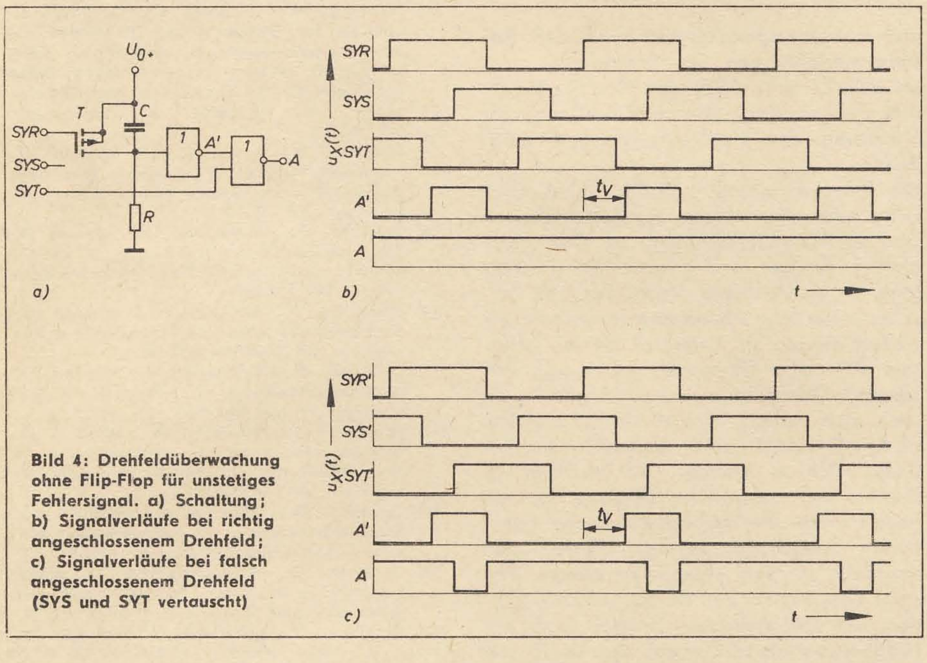


Bild 4: Drehfeldüberwachung ohne Flip-Flop für unstetiges Fehlersignal. a) Schaltung; b) Signalverläufe bei richtig angeschlossenem Drehfeld; c) Signalverläufe bei falsch angeschlossenem Drehfeld (SYS und SYT vertauscht)

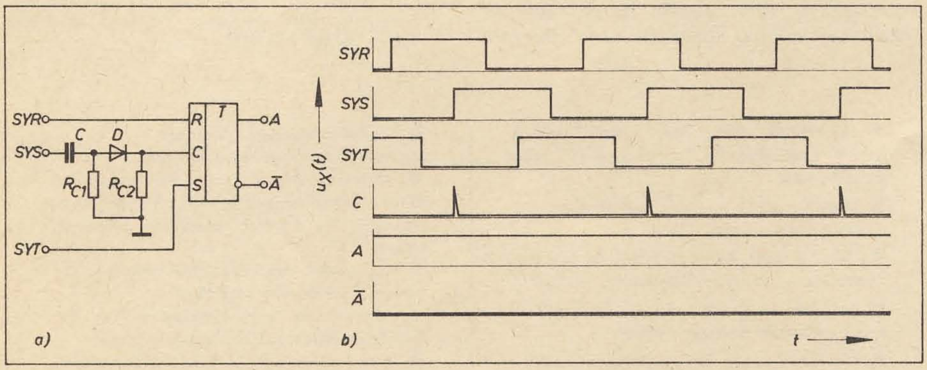


Bild 5: Drehfeldüberwachung mit getaktetem RS-Flip-Flop für stetiges Fehlersignal. a) Schaltung; b) Signalverläufe

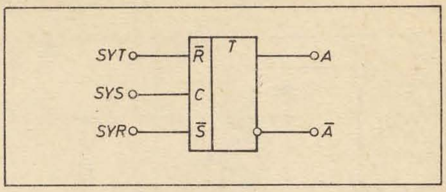


Bild 6: Drehfeldüberwachung mit $\overline{RS}T$-Flip-Flop (z. B. U 103 D) für stetiges Fehlersignal. (Bei entsprechend Bild 5b identischen Eingangsfolgen sind auch die Ausgangspegel identisch)

Flip-Flops, wenn SYR mit dem K- und SYT mit dem J-Eingang verbunden werden. Das Taktsignal wird aus der Impulsfolge SYS mit einem dem Bild 5a äquivalenten Differenzierglied gewonnen, wobei allerdings die Informationsübernahme bei C ≙ L zu beachten ist. Obwohl für den vorgesehenen Anwendungsfall die durch die Differentiation bedingte Störempfindlichkeit sicherlich zu vertreten ist, kann das Differenzierglied in beiden Schaltungen mit getakteten Flip-Flops durch einen Impulsformer mit integrierend angeordnetem Kondensator zwecks Erhöhung der Störsicherheit ersetzt werden.

In Verbindung mit Ansteuergeräten auf der Grundlage der integrierten Thyristoransteuerschaltung U 706 D bietet sich als einfachste Lösung – sofern nicht anderweitig ungenutzte Schaltelemente zur Verfügung stehen – für die Drehfeldüberwachung der Einsatz eines RST-Flip-Flops U 103 D in der im Bild 6 gezeigten Art an. Bei Wegfall jeglicher diskreter Beschaltung erfolgt die Ansteuerung direkt mit den Phasensignalen SYR, SYS, SYT, und es steht ein ständig anliegendes Fehlersignal für die weitere Auswertung zur Verfügung.

Wird ein ständig anliegendes Ausgangssignal der Drehfeldüberwachung in Ansteuergeräten, die nicht für Umkehrbetrieb vorgesehen sind, zur Ansteuerung der Programmeingänge e_{PR} der U 706 D benutzt, so ergibt sich bei entsprechender Verschaltung der Ausgänge der U 706 D die Möglichkeit der Realisierung einer automatischen Drehfeldanpassung.

Anlaufschaltungen

Bei der störungsfreien Inbetriebnahme von gesteuerten Stromrichtern ist es notwendig, auch bezüglich der informationsverarbeitenden Elektronik von definierten Anfangszuständen auszugehen, d. h. beispielsweise, daß die Regler bestimmte Arbeitspunkte einnehmen müssen. Solange das nicht der Fall ist, ist der normale Betriebszyklus noch nicht erreicht, und die Ansteuereinrichtung des Stromrichters muß entsprechend beeinflußt werden, um Havarien auszuschließen. Erneute Anlaufvorgänge sind auch bei allen Unregelmäßigkeiten im Betrieb auszulösen. Weiterhin haben Anlaufschaltungen für Stromrichter üblicherweise die Aufgabe, die Grenzen des Verschiebebereiches für den Zündwinkel festzulegen.

Die im Bild 7 dargestellte Schaltung erfüllt die genannten Forderungen. Der Schaltungseingang wird mit dem Eingang e_S für trägheitslose oder e_{SV} für trägheitsbehaftete Sperre der Zündimpulse des Ansteuergerätes mit U 706 D verbunden. Dadurch wird mit jedem Sperrbefehl auch der Eingang der Anlaufschaltung auf L-Pegel umgeschaltet, was zur Entladung des Konden-

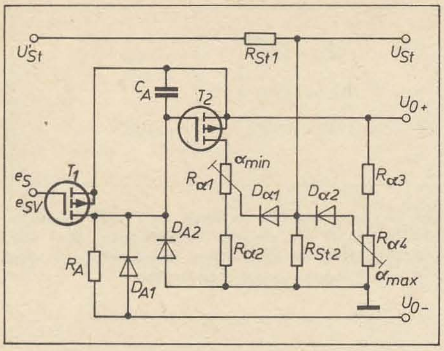


Bild 7: Universell einsetzbare Anlaufschaltung für analog wirkende Ansteuergeräte

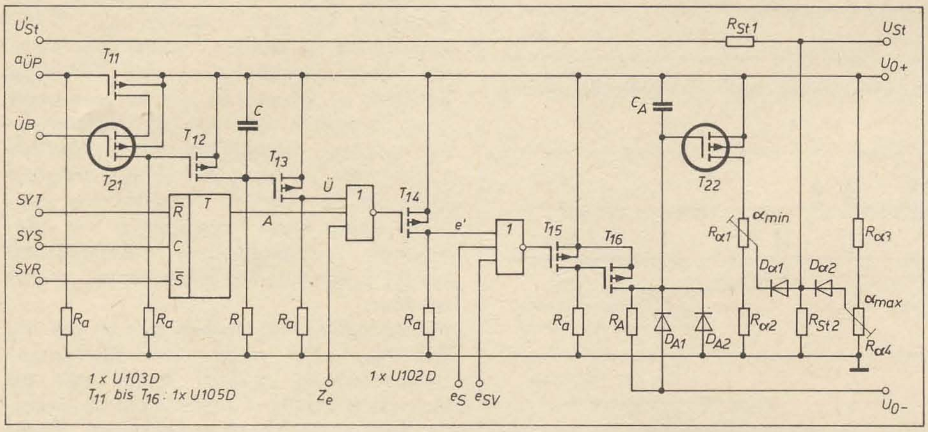


Bild 8: Vorschlag für eine Anlauf- und Überwachungsschaltung zum Standardansteuergerät

sators C_A und damit zur Sperre des Transistors T_2 führt. Die Steuerspannung, die über einen Spannungsteiler mit $R_{St1} \ll R_{St2}$ im normalen Betrieb praktisch unverändert vom Eingang (U_{St}') zum Ausgang (U_{St}) gelangt, wird jetzt durch die leitenden Dioden $D_{\alpha 1}$ und $D_{\alpha 2}$ bis auf den an $R_{\alpha 4}$ für einen Zündwinkel α_{max} eingestellten Wert abgesenkt. (Im Falle des Ausfalls von U_{St}', beispielsweise durch Leitungsbruch, stellt sich infolge R_{St2} der gleiche Steuerspannungswert ein; hieraus folgt die Notwendigkeit für R_{St2}.) Wird durch H am Eingang der Anlaufschaltung T_1 gesperrt, erfolgt die Aufladung von C_A über R_A. Entsprechend dieser Aufladung (Begrenzung durch D_{A2}) wird der Transistor T_2 geöffnet. Die Steuerspannung kann jetzt mit dem Potential am Abgriff von $R_{\alpha 1}$ ebenfalls positiver werden. In einem Bereich

$$U_{\alpha\,max} < U_{St}' < U_{\alpha\,min}$$

sind nach Abschluß des Hochlaufvorganges (T_2 leitend) beide Begrenzungsdioden $D_{\alpha 1}$ und $D_{\alpha 2}$ gesperrt und die Anlaufschaltung ohne Einfluß auf die Steuerspannung. Wird dieser Bereich über- oder unterschritten, erfolgt die Begrenzung der Steuerspannung und damit des Zündwinkels. Um diese Begrenzung möglichst starr einstellen zu können, ist $R_{\alpha r} \ll R_{St1}$ erforderlich.

In der Schaltung nach Bild 7 wird durch die Dioden D_{A1} und D_{A2} der Ausfall der Betriebsspannungen überwacht. Im Falle eines solchen Ausfalls entlädt sich der Kondensator C_A infolge der Dioden sehr rasch über den Innenwiderstand der Stromversorgung nebst angeschlossener Schaltung. Mit dem Wiederzuschalten der Versorgungsspannungen beginnt ein neuer Aufladevorgang, sofern nicht L-Signal am Eingang dies noch verhindert.

Die vorgestellte Anlaufschaltung ist in ein- und mehrphasigen, analog wirkenden Ansteuereinrichtungen für Stromrichter einsetzbar. Es sind vielfältige Modifikationen, z. B. Einsatz eines Doppel-RC-Gliedes zur Steuerung des Hochlaufvorganges, möglich.

Die Anlaufschaltung nach Bild 7 kann nach Bild 8 unter Ausnutzung der beschriebenen Überwachungseinrichtungen zu einer kompletten Anlauf- und Überwachungsschaltung für mehrphasige Ansteuergeräte, beispielsweise dem Standardansteuergerät, erweitert werden. Im normalen Betrieb befinden sich $a_{ÜP}$ (Phasenüberwachung) und ÜB (PLL-Überwachung) auf L-Pegel. Damit stellt sich ständig Ü = H ein (s. Bild 3a). Ist das Drehfeld richtig angeschlossen, befindet sich A ständig auf H-Pegel (s. Bild 6). Der zusätzliche Eingang Z_e, mit dem andere anwendungsspezifische Funktionen überwacht werden können, soll ebenfalls H-Pegel führen. In diesem Fall stellt sich e′ = H ein. Befinden sich außerdem e_S (trägheitslose Sperre) und e_{SV} (trägheitsbehaftete Sperre) auf H, ist der Kondensator C_A aufgeladen, und der Transistor T_2 führt Strom. In der Anlaufschaltung erfolgt lediglich eine Begrenzung des Verschiebebereiches des Zündwinkels. Bei falsch angeschlossenem Drehfeld (A = L), Ansprechen der PLL-Überwachung (ÜB = H und damit Ü = L), Ansprechen der Phasenüberwachung ($a_{ÜP}$ = H und damit Ü = L) oder Fehlersignal an Z_e (Z_e = L) stellt sich e′ = L ein. Ein derartiges Signal führt ebenso wie ein Auslösen der Impulssperre (e_S = L oder e_{SV} = L) zur Entladung von C_A. Wenn sich e′ = e_S = e_{SV} = H wieder eingestellt haben, beginnt mit der Aufladung von C_A die Aufsteuerung von T_{22} und damit der Hochlaufvorgang für die Steuerspannung.

Die Vorteile der vorgestellten Schaltung sind deren einfache Anpaßbarkeit an konkrete Einsatzfälle sowie der Einsatz von integrierten MOS-Standardschaltkreisen. Letzteres ermöglicht die Verwendung niedriger Kapazitätswerte, was die sonst in solchen Anordnungen üblichen unzuverlässigen Elektrolytkondensatoren vermeidet und kleine Baugrößen gewährleistet.

Literatur

[1] Graichen, G.: Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 705 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 143–149
[2] Graichen, G.: Zeitglieder mit MCS-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 25 (1977) H. 18, S. 605–607
[3] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Steuerung von Stromrichtern. WP 78 029
[4] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Impulsformung. WP 119 927
[5] Graichen, G.; Leber, R.: Schaltungsanordnung zur Formung von Impulsen. WP 122 751
[6] Kronberg, M.: Verfahren und Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Pulsfolgen aus mehrphasigen, verzerrten, sinusoidalen Spannungen mit präziser Phasenzuordnung, insbesondere zur Synchronisation der Ansteuergeräte von netzgelöschten Stromrichtern. WP 123 038
[7] Graichen, G.; Kronberg, M.; Wigand, G.: Integrationsfreundliche steuerbare Schaltungsanordnung, insbesondere zur Erzeugung von Impulsen. WP 128 432
[8] Graichen, G.; Neumeister, U.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Zuordnung von Signalen, insbesondere für Stromrichtersteuerungen. WP 132 629
[9] Emmerling, F.; Graichen, G.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Erfassung der Phasenfolge von Signalen. WP 140 527
[10] Graichen, G.; Neumeister, U.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Erfassung des Nulldurchganges von Signalen. WP 144 639
[11] Graichen, G.; Münzner, R.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur speziellen Steuerung insbesondere induktivitätsbehafteter Verbraucher. WP 144 635
[12] Graichen, G.; Münzner, R.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung für wechselweisen Nullspannungs-Nullstrombetrieb. WP 144 636
[13] Graichen, G.: Anlaufschaltung für analog wirkende Stromrichterregelungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 51 und 54
[14] Graichen, G.: Schaltung für Signalverzögerung. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 531 und 532
[15] Graichen, G.: Impulsgeber mit MOS-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 499 und 500

Aus der Zeitschrift

Nachrichtentechnik Elektronik

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 3 (1981)

- **Überblick über den internationalen Stand spezieller LSI-Schaltkreise für die PCM-Technik**
- **Monolithisch integrierte Schaltungen auf Galliumarsenid-Basis, Teil 2**
- **Entwurf von Korrelationsfiltern für die Realisierung in mikroakustischer Technik**
- **Kriterien zur Beurteilung der Anwendbarkeit bestimmter Leitungsmodelle**
- **Untersuchungen an optischen Empfängern im Wellenbereich λ = 1,0 μm bis 1,3 μm**
- **Digitale Informationstechnik Digitale Schaltungstechnik. Teil 2**
- **Untersuchungen zum Rauschverhalten eines logarithmischen Strom-Spannungswandlers im Bereich niedriger Eingangsströme**
- **Varianten von Fourierprozessoren zur Echtzeitanalyse von Signalen**
- **Algorithmen und Programme zur Behandlung binärer dynamischer Systeme**
- **Untersuchungen zur Bindungscharakteristik von Wickelverbindungen mit Aluminiumleiterwerkstoffen. Teil 2**

Erzeugung einer IS-Versorgungsspannung

Dipl.-Ing. WERNER RECKZIEGEL

Für mikroelektronische Schaltungen bzw. Schaltkreise wird oft neben der Hauptbetriebsspannung eine zweite negative Betriebsspannung mit geringer Belastung benötigt. Dieser Beitrag beschreibt eisenlose Transverterschaltungen, die diese Hilfsbetriebsspannung aus der positiven Versorgungsspannung gewinnen.

In mikroelektronischen Schaltungen mit vorwiegend digitaler Informationsverarbeitung dominiert die Hauptbetriebsspannung von +5 V. Manche Schaltungen und/oder Schaltkreise benötigen jedoch eine zweite, wenig belastete negative Betriebsspannung, so z. B. Operationsverstärker in U-f-Wandlern oder A-D-Umsetzern (die IS MAA 741 oder MAA 725 von Tesla verbrauchen bei ± 5 V etwa 0,5 bzw. 1 mA) oder Eingangsinterfaces (Schwellwertschalter mit variabler Schaltschwelle). Mikrorechnerschaltkreise der zweiten Generation in nMOS-Technik benötigen eine Substratvorspannung von −3...−5 V, die nur von Restströmen belastet wird. (Die bekannte ZVE 8080 zieht bei −5 V maximal 1 mA. In dieser Technik sind auch die 1-K-Byte-ROM/PROM-IS U 505 D bzw. U 555 C hergestellt.) Wenn derartige Schaltungsteile nur einen geringen Teil des Gesamtgerätes oder -systems ausmachen bzw. als neue Baugruppe in ein bestehendes System eingefügt werden sollen, wird man der Erzeugung der negativen Hilfsspannung mit Hilfe eines Transverters aus der Hauptbetriebsspannung oder einer vorhandenen höheren positiven Betriebsspannung direkt auf der Baugruppe, bei der sie benötigt wird, den Vorzug vor einer Änderung des Netzteiles und der Rückverdrahtung geben. Die folgenden Schaltungen bieten für kleine Lastströme bis etwa 10 mA eine vorteilhafte Lösung dieses Problems bei minimalem Aufwand.

Die im Bild 1 gezeigten eisenlosen Transverterschaltungen benötigen jeweils nur einen TTL-Schaltkreis und einige diskrete Bauelemente. Sie bestehen aus einem astabilen Multivibrator (f ≈ 1...2 MHz), einer Gegentakttreiberstufe und einem Gleichrichter in Spannungsverdopplerschaltung. Die Schaltungsvarianten in den Bildern 1a und 1b arbeiten mit einer Betriebsspannung von +5 V. Die TTL-Treiberstufe im Bild 1a hat einen Spannungshub von etwa 3,5 V, der Treiber mit pnp-Transistor (Bild 1b) einen von 4,8 V. Damit ist die Ausgangsspannung U_N beider Varianten gegeben, die weiter vom Innenwiderstand des Treibers abhängt. In der Gleichrichterschaltung werden zur Erzielung niedriger Spannungsverluste niederohmige Ge-Golddrahtdioden eingesetzt (z. B. AAZ 17 von Tungsram oder GAY 60). In der Tafel sind einige Bestückungsvarianten, im Bild 2a die dazugehörigen Lastkennlinien (gemessen mit AAZ 17 im Gleichrichter) angegeben. Aus den Kennlinien ist ersichtlich, daß die Variante a) nur zur Vorspannungserzeugung von maximal −1,5 V (mit Parallelstabilisator) geeignet ist, z. B. für Eingangsinterfaces, die Variante b) dagegen auch zur direkten Versorgung von Mikrorechnerschaltkreisen.

Bestückungsvarianten für die Spannungsverdopplerschaltung

Variante	Multivibrator	Treiber
a1/b1	3/4 D 100 D	1/4 D 100 D
a2/b2	3/4 MH 7437 (Tesla)	1/4 MH 7437
a3/b3	3/6 К 155 ЛН 1 (7404)[1]	3/6 К 155 ЛН 1 parallel

[1]) Bei Verwendung des D 204 D ist der Widerstand auf 1,2...1,5 kΩ zu ändern.

Für höhere Ausgangsspannungen und Belastungen ist die Schaltung im Bild 1c geeignet, deren Lastkennlinie Bild 2b zeigt. Um auch hier den ganzen Transverter mit einem IS-Gehäuse realisieren zu können, wird eine für Inverter mit offenem Kollektor geeignete Multivibratorschaltung verwendet. Die Treiberstufe kann von der ungeregelten Eingangsspannung des +5-V-Reglers (max. 15 V) gespeist werden, in Mikrorechnerschaltungen mit einer zweiten Betriebsspannung (+12 V) von dieser. Ausgangsseitig wird man einen Parallel- oder Serienregler für −5 V anschließen. Bei Verwendung eines Shuntreglers kann u. U. zur Verbesserung des Wirkungsgrades auf den Vorwiderstand verzichtet werden, indem der Reihenkondensator des Verdopplers so dimensioniert wird, daß seine Reaktanz den Laststrom begrenzt.

Eine Bestückungsvariante mit höherer Belastbarkeit ist mit dem Sechsfachinverter/Treiber UCY 7406 bzw. UCY 7416 (Unitra) realisierbar. Der Treiber wird mit drei parallelgeschalteten Invertern und einem SF 126 bzw. SSY 20 aufgebaut, wobei der Schutzwiderstand entfallen kann.

Die vorgestellten Schaltungen arbeiten vollkommen autonom: Takterzeugung und Treiber sind in einem IS-Gehäuse zusammengefaßt. Dadurch und durch gedrängten Aufbau der Schaltung sowie durch sorgfältiges Abblocken der Speisespannung bzw. -spannungen kann eine sehr geringe Störspannungsabstrahlung erreicht werden. Bei Mikrorechnern mit einem Taktgenerator im MHz-Bereich wird es jedoch vorteilhafter sein, die Vorspannungserzeugung in die Taktzentrale zu integrieren und den Treiber nach Bild 1b oder 1c vom Taktsignal (Tastverhältnis 1:1) anzusteuern. Für Bild 1b empfiehlt sich dann die Bestückung mit drei Gattern der IS D 103 D, die parallelgeschaltet und vom vierten Gatter der IS (die Lastkennlinie entspricht der Variante b3) angesteuert werden. Ähnliches gilt für die Bestückung der Schaltung im Bild 1c mit der IS D 126 D. Eine elegante Lösung ohne diskrete Bauelemente und mit erhöhter Belastbarkeit zeigt Bild 3. Die Schaltung mit dem Zweifachtreiber D 461 D in Brückenschaltung und Graetz-Gleichrichter kann mit etwa 30 mA belastet werden.

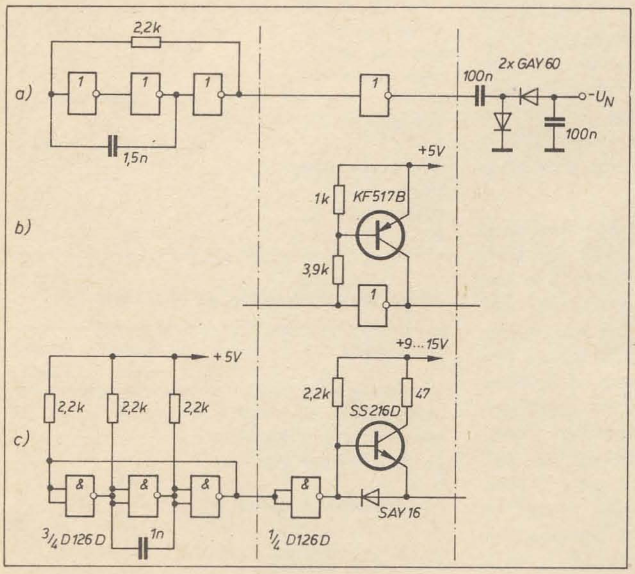


Bild 1: Schaltungsvarianten mit Spannungsverdoppler. a) Treiber mit Standardgatter; b) Treiber mit Gatter und pnp-Transistor; c) Treiberschaltkreis mit offenem Kollektor

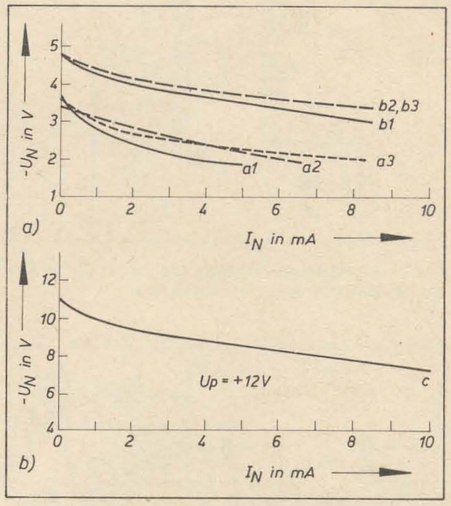


Bild 2: Lastkennlinien. a) für Varianten a, b (Bild 1); b) für Variante c ▶

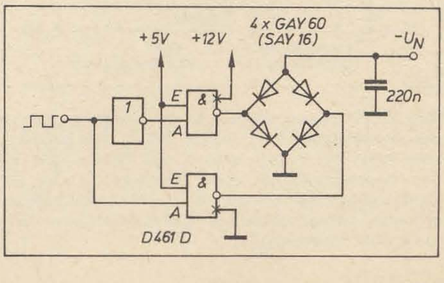


Bild 3: Transverter mit MIS-Treiber D 461 D in Brückenschaltung

Taktgeberschaltungen mit U 124 D

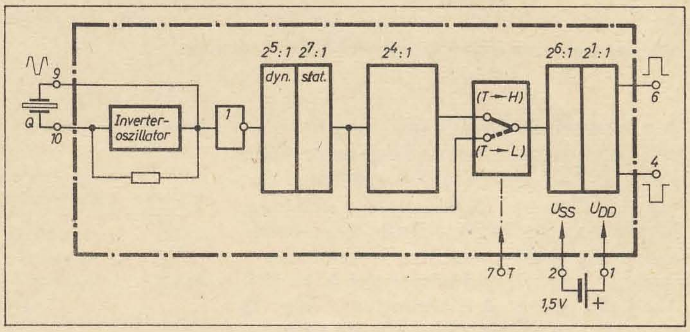
Dipl.-Ing. KLAUS SCHLENZIG

Die CMOS-IS U 124 D bietet neben ihrem Haupteinsatzzweck die Möglichkeit, einen im Strombedarf genügsamen Taktgeber für den Sekunden- bis Minutenbereich zu realisieren.

Als Taktgeber für Wohnraumuhren wird im VEB Kombinat Mikroelektronik u. a. der CMOS-Schaltkreis U 124 D gefertigt. An neun Exemplaren dieses Typs wurden Messungen in Einsatzschaltungen durchgeführt, deren Ergebnisse die Verwendung dieses Schaltkreises auch außerhalb des Hauptzwecks als möglich erscheinen lassen. Der Hersteller begrenzt den Einsatz im Sinnne von Bild 1 auf die Erzeugung der für quarzgesteuerte Zeigeruhren üblichen 0,5-Hz-Schrittmotorimpulse aus einer Quarzfrequenz von $2^{23} \cdot 0{,}5$ Hz = 4 194 304 Hz. Durch Auf- und Entladen eines in seinem Wert mit 47 μF festgelegten Kondensators erhält der Schrittmotor in jeder Sekunde einen Schaltimpuls. Dazu liegt an den beiden Ausgängen wechselweise die Betriebsspannung (1,5 V) oder Masse. Bereits in [1] wurde gezeigt, wie man derartige 0,5-Hz-Impulse auf einfache Art in der Frequenz verdoppeln, gleichzeitig auf TTL-Pegel anheben und damit zum Ansteuern von üblichen Zählschaltungen benutzen kann. Das läßt sich auch auf den U 124 D anwenden (Bild 2).

Im Bild 1 fällt der Testanschluß T auf, der – an Masse gelegt – zu einer Verkleinerung des Teilerverhältnisses um den Faktor $1/2^4$ führt. Bild 3 zeigt anhand der vereinfacht dargestellten Innenschaltung des U 124 D, wie das geschieht. Dieser „Schnellgang" ist für die im folgenden beschriebenen Einsatzfälle teilweise von Bedeutung.

Bild 3: Vereinfachte Innenschaltung der IS U 124 D, Umschalten des Teilerverhältnisses durch entsprechenden Pegel an T symbolisch dargestellt



Wenn ein kompletter Uhrenmodul mit 4,19-MHz-Quarz zur Verfügung steht, so kann im Sinne von [1] verfahren werden, wenn mit diesem Modul eine (Ziffern-)Digitaluhr mit Sekundeneingang angesteuert werden soll. Liegt nur ein U 124 D allein vor, so macht derzeit die Beschaffung eines 4,19-MHz-Quarzes Schwierigkeiten. Unter Ausnutzen des „Schnellganges" (also T an Masse) und durch die Verdopplerschaltung nach Bild 2 ergeben sich schmale 1-Hz-Impulse zum Ansteuern von TTL-Zählern, wenn ein Quarz mit der vom Hersteller gut beherrschten Frequenz von $2^{19} \cdot 0{,}5$ Hz = 262 144 Hz angeschlossen wird. (Die zunächst näherliegende Frequenz von 524 288 Hz kam aus Fertigungsgründen des Quarzherstellers nicht in Frage; der benutzte Quarz ist in dem handlichen HC6U-Gehäuse erhältlich.)

Einfachere und im Strombedarf auch genügsamere Digitaluhren werden nur vierstellig ausgeführt. Bei völligem Verzicht auf die sonst meist über Schalter anwählbare Sekundenanzeige wird für eine derartige Uhr ein Minutentakt benötigt. Gegenüber dem sonst erforderlichen Teileraufwand, der den Sinn der Maßnahme in Frage stellen würde, vermag der U 124 D mit einem Quarz von $f = 2^{23} \cdot (1/60$ Hz$)$ = 139 810,1333 Hz sofort Minutenimpulse zu liefern. Dazu ist nun nicht einmal mehr eine Frequenzverdopplung am Ausgang erforderlich, sondern man braucht nur noch einen einzigen Transistor zur Pegelanpassung, vgl. Bild 4. Der Eingang T liegt nun nicht mehr an Masse. Auch dieser Quarz läßt sich gut fertigen, benötigt allerdings ein Glasgehäuse üblicher Art.

An dieser Stelle muß allerdings nochmals darauf hingewiesen werden, daß der Hersteller nur den Betrieb des U 124 D in der Schaltung nach Bild 1 garantiert, also bei 4,19 MHz. Immerhin sind ja die Koppelelemente besonders der fünf dynamischen Teiler, die dem gepufferten Inverter-Oszillator folgen (vgl. Bild 3), für diese Frequenz optimiert. An den neun vorliegenden Exemplaren konnte jedoch ermittelt werden, daß nur ein Schaltkreis erst ab etwa 1 MHz funktionsfähig war, die übrigen arbeiteten mit einem 200-kHz-Quarz in gewünschter Weise zusammen, die Mehrzahl funktionierte sogar noch bei einer Quarzfrequenz von 100 kHz einwandfrei.

Mit einem angesichts des relativ niedrigen

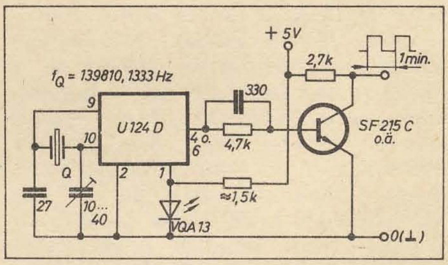


Bild 4: Erzeugung von Minutenimpulsen in gegenüber Bild 2 vereinfachter Schaltung mit f_Q = 139810,1333 Hz (vom IS-Hersteller nicht garantiert – siehe Text!)

Tafel 1: Vom Hersteller garantierte Betriebsbedingungen des U 124 D

Versorgungsspannung muß vor anderen Spannunnungen anliegen. Leerlaufstrom maximal 50 μA bei 1,5 V und 25 °C. Funktion bei $U_{DD\,min}$ setzt voraus, daß U_{DD} stetig von 1,35 V auf 1,2 V absinkt

Nenngröße	Kleinstwert	Nennwert	Größtwert
Betriebsspannung U_{DD} in V bei ϑ_a = 10...70 °C	1,2	1,5	1,7
Umgebungstemperatur ϑ_a in °C bei U_{DD} = 1,35...1,7 V	—10	25	70
Schrittmotorwiderstand R_{L1} in Ω	300	—	—
Quarzfrequenz f_0 in MHz	—	4,194304	—
Lastkapazität C_L in μF	42,5	47	70
Abgleichkapazität C_1 in pF	10	—	40
Festkapazität C_2 in pF	16	20	24

Tafel 2: Grenzkenngrößen der IS U 124 D

Kenngröße	Kleinstwert	Größtwert
Betriebsspannung U_{DD} in V	—0,3	2,5
Spannungen an allen Eingängen, bezogen auf U_{SS} U_I in V	—0,3	U_{DD}
Betriebstemperaturbereich ϑ_a in °C	—10	70
Lagerungstemperatur ϑ_s in °C	—55	125

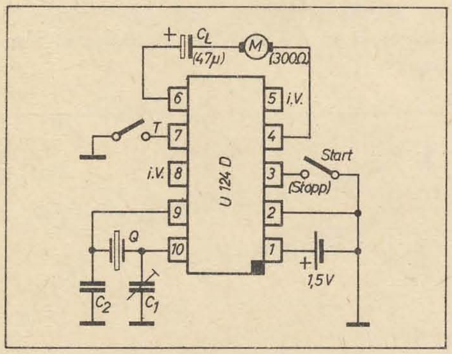


Bild 1: Applikationsschaltung zum U 124 D für Einsatz in quarzgesteuerten Zeigeruhren

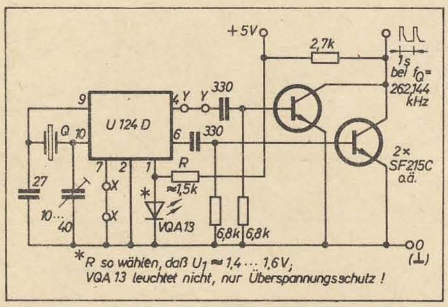


Bild 2: Frequenzverdopplung und Pegelanpassung der Ausgangsimpulse; Teilung 2^{19} : 1 (XX geschlossen) bzw. 2^{23} : 1 (XX offen); bei Öffnen von YY nur Pegelanpassung ohne Verdopplung. In der dargestellten Verknüpfung ergibt 262,144-kHz-Quarz schmale Sekundenimpulse (Betriebsfall nicht vom Hersteller garantiert)

Kopplung eines KRS 4200 mit PDP 11/10

Dipl.-Ing. WOLFRAM BEGER,
Dipl.-Ing. EBERHARD HOHDORF
und Ing. FRANK GÖDICKE

Mitteilung aus dem ORZ und der Radiologischen Klinik der Karl-Marx-Universität Leipzig

In der Radiologischen Klinik der KMU wird für nuklearmedizinische Lokalisations- und Funktionsuntersuchungen ein Bildauswertesystem betrieben, das aus einer Szintillationskamera und einem Bearbeitungsrechner PDP 11 besteht. Gleichzeitig arbeitet in der Klinik zur Organisation des Laborablaufs und zur Meßwertverarbeitung von Kernstrahlungsmeßplätzen ein Kleinrechner-System KRS 4200. Ziel der Kopplung beider Rechner ist die Nutzung der umfangreichen Peripherie des KRS 4200 (Mosaikdrucker, Farbsichtgerät) durch beide Rechner [1].

Zur Kopplung des KRS 4200 und des PDP 11/10 sind die Schnittstellen für beide Rechner so gewählt worden, daß möglichst wenig Hard- und Softwareänderungen in den bestehenden Konfigurationen und Betriebssystemen durchzuführen sind. Auf der Seite des KRS 4200 wurde das Standardinterface SI 2.2 der Ursadat 4000 und auf der Seite des PDP 11 die Kanaleinheit DR 11-K benutzt. Eine Besonderheit der Kopplung ergibt sich daraus, daß der laufende Klinikbetrieb mit den vorhandenen Kernstrahlungsmeßplätzen z. B. durch Umstecken von Kabeln an der AS 3 des KRS 4200 oder des PDP 11 nicht beeinträchtigt werden darf.

Wird die Koppelelektronik als Wort eines Ein- bzw. Ausgabeblockes in das Ursadat-System eingefügt, so kann die gesamte Blocksteuerung (Datentorung, Adressenselektierung usw.) des SI 2.2 verwendet werden. Entsprechend wurden für Eingabe (Bezugspunkt System KRS 4200) ein Wort – Digitaleingabe dynamisch (DED) – und für Ausgabe ein Wort – Digitalausgabe dynamisch (DAD) – verwendet.

Der zeitliche Ablauf aller Steuersignale ist im SI 2.2 als Folge der Signale B2 – M1 – B1 festgelegt. Das Signal M4 erscheint nur im Fehlerfall. Zur Gewährleistung eines Handshake-Betriebes wird dem KRS 4200 über externe PU-Kanäle ein Interruptsignal (PU) angeboten.

Die Kanaleinheit DR 11-K realisiert ein universelles Interface mit 16 bit parallelen Ein- bzw. Ausgängen und den Steuersignalen INTERNAL DATA READY (IDR), EXTERNAL DATA ACCEPTED (EDA), EXTERNAL DATA READY (EDR) und INTERNAL DATA ACCEPTED (IDA). Eine Besonderheit besteht darin, daß die Steuersignale, die den Datenaustausch nach dem Handshake-Verfahren realisieren, nur als dynamische Signale zur Verfügung stehen bzw. entsprechend angeboten werden dürfen.

Die Forderung nach störungsfreier Datenübertragung, die besonders in der Medizin eine große Rolle spielt, und die Entfernung beider Rechner voneinander (mehr als 50 m) machten ein Übertragungssystem, bestehend aus Kabeltreiber- und -empfängerstufen, erforderlich (Bild 1).

Die gewählte Schaltung bietet folgende Vorteile:

- Durch Übertragung von Differenzsignalen ist eine hohe Gleichtaktunterdrükkung gewährleistet.
- Die zweiadrige Leitung kann sehr einfach mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden, so daß störende Leitungsreflexionen nicht auftreten.
- Die Signaleinspeisung kann an verschiedenen Punkten der Leitung erfolgen. Ebenso dürfen die hochohmigen Empfänger an verschiedenen Stellen angeschaltet werden.
- Die Strobe- bzw. Inhibiteingänge von Empfänger und Sender ermöglichen den Party-line-Betrieb.
- Die Bausteine sind TTL-kompatibel.

Die als Party-line-System aufgebaute Übertragungsstrecke bietet den Vorteil, daß an einem Kabel die Sender und Empfänger für beide Kanäle betrieben werden können.

Die Spannung FFEA legt die Übertragungsrichtung fest und trennt die entsprechenden Sender von der Leitung. Die Übertragung der Steuersignale erfolgt über gesonderte Leitungen (keine Umschaltung).

Den ordnungsgemäßen Ablauf des Datentransfers sichert die E-A-Steuerung. Hierzu muß sie folgende Aufgaben erfüllen:

- Festlegung der Transferrichtung (Grundstellung ist die Übertragungsrichtung vom KRS 4200 zum PDP 11/10)
- Auswertung der Signale an den Schnittstellen
- Realisierung der Verzögerungszeiten zwischen Anschalten der Daten an die Übertragungsleitung und Aussenden der Meldesignale [2]
- Zwischenspeicherung der Daten.

Ein Datenaustausch, wie er durch die AS 3 des KRS 4200 realisiert ist, erfordert eine voneinander getrennte Steuerung der Datenein- bzw. Datenausgabe. Beide Baugruppen befinden sich auf der Seite der Ursadat 4000. Die Ausgabesteuerung (Bild 2) besteht aus Datenregister, drei

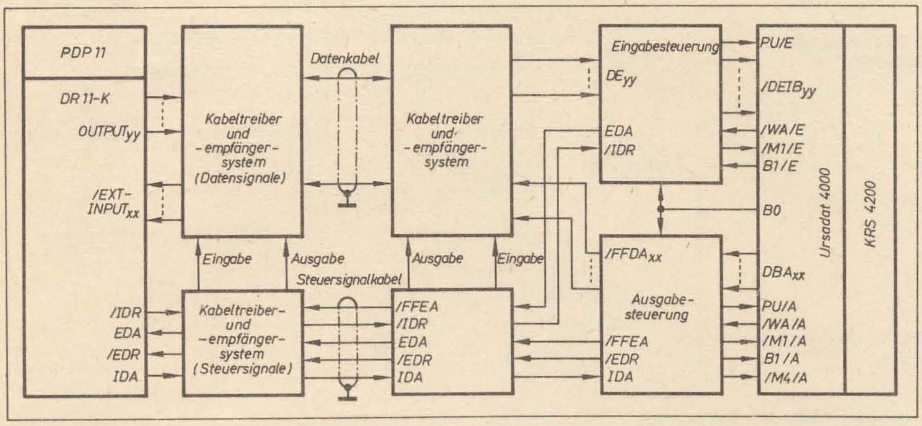


Bild 1: Prinzip der Kopplung des KRS 4200 mit dem PDP 11

Fortsetzung von Seite 160

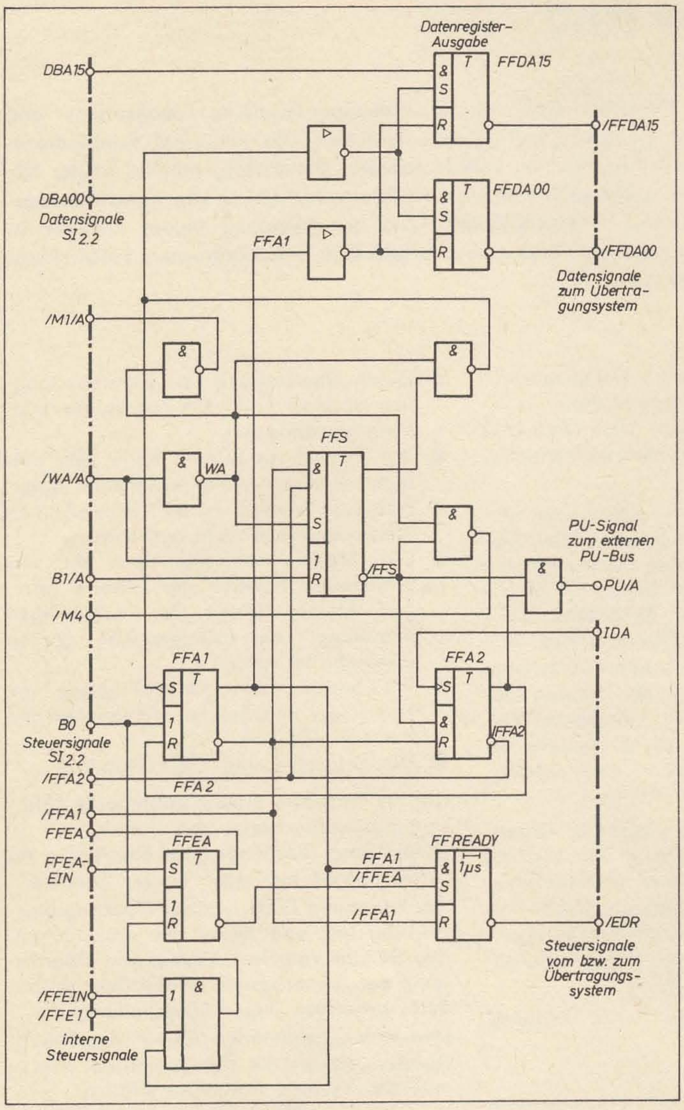
Preises vertretbarem Anwenderrisiko bietet also der U 124 D eine sehr günstige Möglichkeit, einen im Strombedarf (vgl. Tafel 1) äußerst genügsamen Taktgeber für den Sekunden- bis Minutenbereich zu realisieren. Das kann zu einer wesentlichen Vereinfachung besonders von in TTL-Technik aufgebauten Digitaluhren und zu einer spürbaren Entlastung ihrer Stromversorgung führen. In [2] wurde in einer Variante der Taktgeberschaltung von dieser Möglichkeit Gebrauch gemacht. Zur Leiterplatte dieses Taktgebers gibt es das typofix-electronic-special-Blatt Nr. 3 124 mit dem ätzfesten Leiterbild. Es ist u. a. beim Konsum-Elektronik-Versand, 7264 Wermsdorf, Postfach, zu beziehen. Dort wurden auch bereits die IS U 124 D und in begrenzten Mengen die beiden genannten Quarze angeboten.

Das Problem derartiger „direkter" Taktgeber ohne die Möglichkeit, auch höhere Frequenzen von ihnen ableiten zu können, liegt in der Aufgabe, die Uhr auch genügend schnell stellen zu können. Im genannten Bauplan wurde das mit einem einfachen Gatter-Oszillator gelöst, der sich mit auf der Taktgeberplatte befindet und außerdem auch für die gleichfalls dort untergebrachte Weckautomatik (5-Minuten-Raster und „Schlummerautomatik") als Tongenerator fungiert. Durch Umschalten des frequenzbestimmenden Kondensators läßt dieser Generator schnelles (etwa 1 200 Hz) und langsames (etwa 100 Hz) Stellen zu; seine Impulse werden dazu dem Minuteneingang zugeführt.

Literatur

[1] Schlenzig, K.: Erweiterter Einsatz von Quarzuhren. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 55–57

[2] Schlenzig, K.: Zähler und Digitaluhr. Originalbauplan Nr. 44. Berlin: Militärverlag der DDR, 1980



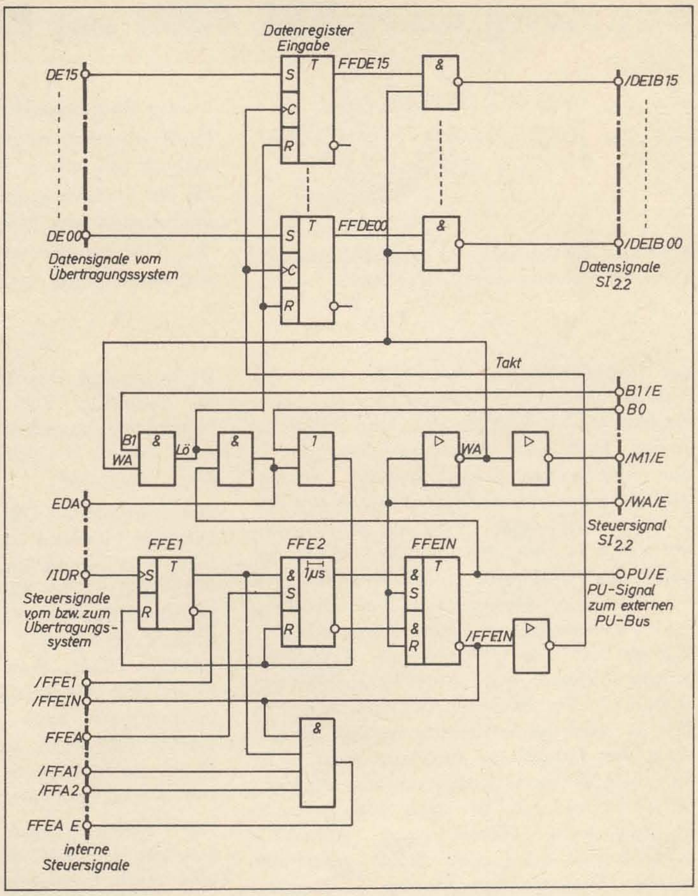


Bild 3: Eingabesteuerung

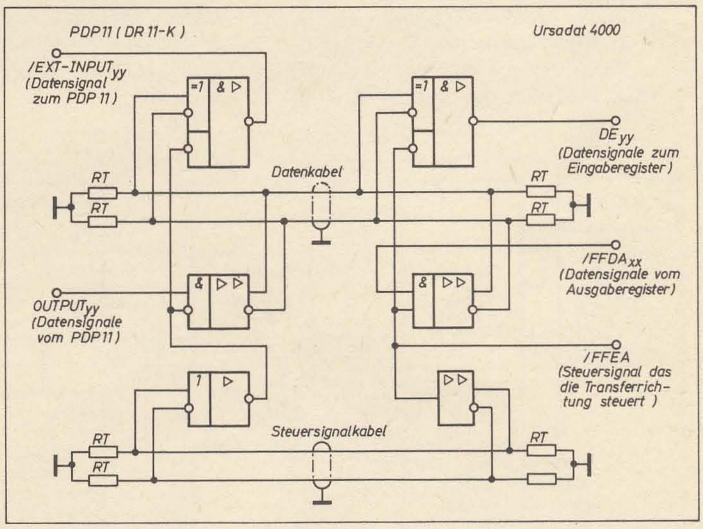


Bild 2: Ausgabesteuerung

Bild 4: Übertragungssystem

Steuer-Flip-Flops, Verzögerungsschaltung und PU-Signalbildung.
Die Grundstellung wird durch das zentrale Löschsignal BO erzwungen. Dieses Signal bewirkt das Löschen des Datenregisters und das Rücksetzen der Steuer-Flip-Flops.

Das Einleiten einer Datenausgabe erfolgt entsprechend dem Steuerungszyklus des SI 2.2. Die Blocksteuerung legt die Daten an den Datenbus (BUSDA) und bildet nach entsprechender Verzögerungszeit die Wortanwahlspannung (WA). Befindet sich die Ausgabesteuerung in Bereitschaft, wird das Start-Flip-Flop (FFS) gesetzt. Damit werden die Tore am Datenregister geöffnet und das Flip-Flop FFA 1 eingeschaltet.
FFA 1 nimmt die Bereitschaft weg und schaltet die Löschspannung ab, so daß die Daten in das Register eingeschrieben werden können. Das teilweise Überlappen von Lösch- und Einschreibspannung verhindert Fehlschaltungen [3].
Wie im System Ursadat 4000 wird die Meldung M1 von der Spannung WA abgeleitet. Sendet die Blocksteuerung das Signal B1, schaltet FFS ab und sperrt die Datentore. Der SI-2.2-Zyklus wird nun unabhängig von der Ausgabesteuerung beendet. Vom Zustand des Übertragungskanales (frei oder besetzt) hängt es ab, ob eine Übertragung erfolgen kann oder ob die Ausgabesteuerung in Wartestellung geht.

1. Die Spannung /FFEA liegt vor, und die Registerausgänge sind mit dem Übertragungskanal verbunden. Mit /FFEA $\wedge$ FFA1 wird nach 1 μs das FFREADY eingeschaltet und das Signal EDR gebildet. Dieses wird auf der PDP-11-Seite auf die geforderten 500 ns verkürzt und dem DR 11-K zugeführt.
2. Die Ausgabe ist nicht erlaubt, da gerade eine Eingabe läuft. Die Steuerung wartet, bis /FFEA erscheint.

Als Antwort auf das Signal EDR wird die Rückmeldung IDA erwartet und im Flip-Flop FFA 2 gespeichert. Damit kann mit /FFS $\wedge$ FFA 2 das PU-Signal gebildet werden. Die Bedingung /FFS verhindert die PU-Bildung, wenn IDA bereits vor Ende des SI-2.2-Zyklus anliegt. FFA 2 schaltet FFA 1 aus und wird selbst nach etwa 5 μs Verzögerung durch /FFA 1 $\wedge$ /FFS in Grundstellung gebracht. Somit ist die minimale Länge des PU-Signales auf 5 μs festgelegt.
Die Ausgabesteuerung ist in Grundstellung, d. h., alle Steuer-Flip-Flops sind ausgeschaltet, und das Datenregister ist gelöscht.
Wird die Ausgabesteuerung im besetzten Zustand (FFA 1 ist eingeschaltet) von der Blocksteuerung angesprochen, so erfolgt neben M1 eine M4-Meldung, und es werden keine Daten in das Register übernommen. Die laufende Übertragung wird nicht gestört.
Die Eingabesteuerung (Bild 3) besteht aus drei Steuer-Flip-Flops, dem Eingaberegister, der Torung für den Datenbus (BUSDE) und der Verzögerungsschaltung. Sie kann durch B0-Signal in Grundstellung gebracht werden. Das Eingaberegister wird nach jedem Lesen durch WA $\wedge$ B1 gelöscht. Analog der Ausgabesteuerung er-

Fortsetzung auf Seite 176

Abkürzungen von Fachbegriffen der Halbleiterelektronik

Dipl.-Ing. ERHARD SCHOPPNIES

GIMIC — (Guard-Ring Isolated Monolithic Integrated Circuit)
Gimic-Transistor, der eine abgewandelte CDI-Struktur hat. Die monolithische Halbleitertechnologie wurde durch den Einsatz der Ionenimplantation modifiziert.

GFZ — Grenzflächenzustand

Graser — (Gamma Ray Laser)
Laser-Art mit kürzeren ausgesendeten Wellenlängen

GSI — (Grand Scale Integration)
Sehr hoher Integrationsgrad integrierter Schaltungen (10^6 Bauelemente/Chip)

GTL — (Gold Transistor Logic)
Gold-Transistor-Logik – eine neue LSI-Logikschaltung

GTO-Thyristor — (Gate Turn-off Silicon Controlled Rectifiers)
Abart des Thyristors, dessen Stromfluß von der Steuerelektrode und durch einen negativen Impuls geschaltet werden kann

H

HEMT — (High Electron Movement Transistor)
Transistor mit sehr hoher Schaltgeschwindigkeit

HEM-Welle — (Hybrid Electromagnetic Wave)
Gemischte elektromagnetische Welle

HEXFET — FET-Struktur mit hexagonal angeordneten p-Gebieten

HIC — (Hybrid Integrated Circuit)
Hybridschaltung

Hi-CMOS — (Hitachi CMOS)
Spezielle CMOS-Halbleitertechnologie der japanischen Firma Hitachi, wobei ein zusätzlicher Bipolartransistor zur Ausgangssteuerung verwendet wird

HiNiL — (High Noise Immunity Logic)
Bipolare rauscharme Logik-Schaltungstechnik mit hoher Störsicherheit

HJFET — (Heterojunction Gate FET)
Feldeffekttransistor mit Hetero-Gate-Struktur

HLL — (High Level Logic)
Störsichere Logikschaltung

HLTTL(HLT^2L) — (High Level Transistor-Transistor-Logik)
Störsichere TTL-Logikschaltung

HMOS — (High Performance MOS)
Hochleistungs-MOS-Technologie mit verkleinerten Strukturabmessungen

HMOS II — Halbleiterspeichertechnologie für Strukturen bis zu 2 μm im Bereich von Zugriffszeiten bipolarer Strukturen, Weiterentwicklung der HMOS-Technologie nach dem Scaling-Prinzip

HNIL (HiNiL) — (High Noise Immunity Logic)
Bipolare rauscharme Logik-Schaltungstechnik mit hoher Störsicherheit

HSIC — (High Speed Integrated Circuit)
Integrierte Schaltung für Taktfrequenzen bis 10 MHz

HSI^2L — (High Speed I^2L)
Hochgeschwindigkeits-I^2L

HTL — (High Threshold Logic)
Logikschaltung, vergleichbar mit LSI oder HLL

HVTEM — (High Voltage TEM)
Hochspannungs-Transemissionselektronenmikroskopie

HTTL — (High Speed TTL)
TTL-Schaltungen, die für hohe Schaltgeschwindigkeiten ausgelegt sind

HVT — (High Voltage Threshold)
Schwellspannung bei MOS-Schaltungen in der Größenordnung von —4...—5 V

I

IBT — (Ion Implanted Base Transistor)
Bipolartransistor mit ionenimplantierter Basis

IC — (Integrated Circuit)
Integrierte Schaltung

IDT — (Interdigital Transducer)
Oberflächenwellenbauelement auf piezoelektrischen Substrat

IGFET — (Insulated Gate Field Effect Transistor)
Feldeffekttransistor mit isolierter Gate-Elektrode
Beim IGFET ist das Gate vom Kanal durch eine isolierende Zwischenschicht, meist SiO_2, getrennt. Die Source- und Drain-Elektroden sind durch den leitenden Kanal miteinander verbunden

IGMOS — (Insulated Gate MOS)
MOS-Struktur mit isoliertem Gate

I^2L — (Integrated Injection Logic)
I^2L-Schaltkreistechnik
Mit der I^2L-Technik gelang es, in der hochintegrierten Technik auf der Basis von Bipolartransistoren einfache und anpassungsfähige schaltungstechnische Lösungen zu finden. Die I^2L-Logik wird als die bipolare Großintegration der Zukunft bezeichnet

I^3L — (Isoplanar I^2L)
Bezeichnung für oxidisolierte I^2-Logik (Weiterentwicklung der I^2L-Technik)

IMOS(I^2MOS) — (Ion Implanted MOS)
Herstellungstechnologie für integrierte MOS-Schaltungen, bei der die MOS-Transistoren mit Hilfe der Ionenimplantation hergestellt werden

IMPATT — (Impact Ionisation by Avalanche and Transit Time)
IMPATT-Dioden sind Mikrowellendioden bis 100 GHz und darüber

INOHYC — (Integrated Optical Hybrid Circuit)
Integrierte optische Schaltung in Hybridtechnik

IPOS — (Isolation by Porous Exidized Silicon)
Oxidationsverfahren in der Halbleitertechnologie

IR ... — Infrarot ...

IROM — (Ion Implanted Read Only Memory)
Festwertspeicher, der mit Hilfe der Ionenimplantation hergestellt wurde

ISFET — (Ion Sensitive Field Effect Transistor)
Feldeffekttransistor mit besonderer Gatestruktur als Sensor für Ionenkonzentrationsmessungen

ISL — (Integrated Schottky Logic)
Integrierte Schottky-Logik

ISL — (Injection-Coupled Synchronous Logic) Synchron-Logikschaltung

ISOPLANAR C-CMOS — Isoplanar-C-CMOS-Logik
Eine CMOS-Logikfamilie verwendet den Begriff Isoplanar C für hohe Leistungsfähigkeit, wobei die Oxidations-Isolationstechnik mit der Silizium-Gate-Technik lokal kombiniert wird

Isoplanar-S — (S = Scaling)
Isoplanarprozeß mit um eine konstante Größe verkleinerten Strukturen (Scalierung mit einer Konstanten)

J

JFET — (Junction FET)
Sperrschicht-Feldeffekt-Transistor

JCCD — (Junction CCD)
Sperrschicht-CCD, mit Vorzügen gegenüber MOS-CCD

K

KMOS-Strukturen — Deutsche Bezeichnung für planare Kurzkanalstrukturen (englisch: planar Short Channel MOS)

L

LARAM — (Line Adressable RAM)
Bezeichnung für CCD-Speicherelement mit pseudo-wahlfreiem Zugriff

LASER — (Light Amplification by Stimulated Emission)
Lichtverstärkung durch angeregte Strahlungsemission

LASOS — (Laser Annealed Silicon on Sapphire)
Durch Laserstrahlung ausgeheilte Si-Struktur auf Saphir

LATV — (Logic and Array Test Vehicle)
Testvorrichtung

LCD — (Liquid Crystal Display)
Flüssigkristall-Anzeigeeinheit

LCDTL — (Load Compensated Diode Transistor Logic)
DTL mit Lastkompensation
Die lastkompensierte DTL stellt eine Modifikation der normalen DTL dar

LDMOS — (Lateral Planar Double-Diffused MOS)
Laterale planare D-MOS-Struktur

LDR — (Light Dependent Resistor)
Fotowiderstand

LED — (Light Emitting Diode)
Licht emittierende Diode

LEED — (Low-Energy Electron Diffraction)
Elektronenbeugung zur Untersuchung von Halbleiterstrukturen

LIC — (Linear Integrated Circuit)
Lineare integrierte Schaltung

LID — (Leadless Inverted Device)
Halbleiterbauelement, das sich auf einem keramischen Träger befindet und in Epoxidharz gekapselt ist

LIFO — (Last In First Out)
Speicherprinzip, wonach die zuletzt eingegebenen Informationen als erste wieder ausgegeben werden

Lift-off-Prozeß — Verfahren der Halbleitertechnologie, um metallische Leitungen auf einer Halbleiterscheibe aufzubringen

LLL — (Low Level Logic)
Eine neue bipolare LSI-Logik

LMS — Laser-Massenspektrometrie

LOCEP — (Local Epitaxy)
Lokaler Epitaxieprozeß in der Halbleitertechnologie

LOCOS — (Local Oxidation of Silicon)
Bauelemente-Technologie (Strukturierung) zur Herstellung verbesserter Halbleiterstrukturen

LOCMOS — (Local Oxidation CMOS)
Oxidisolierte CMOS-Schaltung

LOMOS — (Long-MOS)
MOS-Transistor mit langen Kanalstrukturen

LOSOS — (Local Oxidation of SOS)
Lokale Oxidation von SOS-Schaltungen, eine Halbleitertechnologie der Großintegration

LPCVD — (Low Pressure CVD)
Niederdruck-CVD-Verfahren in der Halbleitertechnologie

LPE — (Liquid Phase Epitaxy)
Flüssigphasenepitaxie

LPS — (Low Power Schottky TTL)
Schottky-TTL mit sehr geringer Verlustleistung

LPTTL — (Low Power TTL)
TTL-Familie mit niedriger Leistungsaufnahme

LSA — (Limited Space Charge Accumulation)
LSA ist ein bestimmter Betriebsmodus bei Gunn-Mikrowellendioden

LSDI — (Large Scale Display Integration)
Technologie zur Realisierung von Halbleiter-Flachbildschirmen

LSI — (Large Scale Integration)
Großintegration
Hochintegrierte Schaltkreise mit Integrationsgraden von mehr als 10^3 Einzelbauelementen

LSIC — (Low Speed Integrated Circuit)
Integrierte Schaltung für Taktfrequenzen bis 0,1 MHz

LSL — (Low Speed Logic)
Langsame störsichere Logik

LS^2 — TTL-Logikfamilie mit verschiedenen technologischen Verbesserungen (z. B. Mehrfach-Emitter-Strukturen), so daß sie 20 % schneller ist als normale LSTTL

LSTTL (LST^2L) — (Low Power Schottky TTL)
Bipolare Schaltungstechnik mit gegenüber TTL stark vermindertem Leistungsbedarf

M

MADOS — (Magnetic Domain Storage)
Magnetischer Domänen-Speicher

MADT — (Micro Alloy Diffusion Technique Transistor)
MADT-Transistor — ein diffusionslegierter Mikrotransistor

MAGFET — (Magneto FET)
Magnetfeldabhängiger Feldeffekttransistor

MAOS — (Metal Aluminium Oxide Semiconductor)
MOS-Bauelement mit ähnlichem Aufbau wie MNOS-Strukturen. Es kann auch als Speicherelement verwendet werden

MAS — (Metal Aluminium Semiconductor)
Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate, das aus Al_2O_3 besteht

MASER — (Microwave Amplification by Stimulated Emission)
Mikrowellenverstärker durch angeregte Strahlungsemission

MBE — (Molecular Beam Epitaxy)
Epitaxialer Molekularstrahlprozeß in der Halbleitertechnologie

MBT — (Metal Base Transistor)
Metallbasis-Transistor

MCCD-Struktur — (Mäander-CCD)
CCD-Bildaufnahmeelement mit mäanderförmigen Kanalstrukturen

MCL — (Multi-Collector Logic)
Logikschaltung mit Mehrfachkollektor-Strukturen

MECL — (Multi-Emitter Coupled Transistor Logic)
ECL-Schaltung mit Mehrfach-Emitter-Strukturen

Wird fortgesetzt

Service- und Amateurinformationen (81)

Autoempfänger A 200

Dipl.-Ing. DIETMAR RENTSCH

Mitteilung aus dem VEB Elektrotechnik Eisenach

Von diesem AM-FM-Autoempfänger veröffentlichten wir bereits im Heft 10 (1979) S. 653–658, eine Beschreibung mit Stromlaufplan und im Heft 9 (1980) S. 600, einen Testbericht. Im folgenden bringen wir spezielle Reparatur- und Abgleichhinweise. Außerdem werden einige Bauelemente und Schaltungsänderungen angegeben, die bei dem im Heft 10 (1979) abgedruckten Schaltbild zu berücksichtigen sind.

Demontagehinweise

Der Einsatz von Feldeffekttransistoren, CMOS-Schaltkreisen und Miniaturfiltern erfordert die Einhaltung spezieller Vorschriften beim Umgang mit diesen Bauelementen. Während der Lötarbeiten ist der Empfänger vom Netzteil zu trennen, da der Stabilisierungsteil und die Suchlaufplatine auch bei abgeschaltetem Empfänger Betriebsspannung erhalten. Beim Löten an den Filtern ist besonders auf ausreichende Wärmeableitung, schnelles Arbeiten und geringen mechanischen Druck mit dem Lötkolben gegen die Filterbeine zu achten.
Der etwas schwierige Wechsel des vollständigen Haltewinkels ist in folgender Reihenfolge vorzunehmen:

1. Blende, Knebel und Bedienknöpfe abziehen
2. Skalenblende abnehmen
3. zwei Schrauben lösen und die gesamte Anzeige nach vorn herausziehen
4. Suchlaufleiterplatte aus den Haltewinkeln aushängen und nach links rücken
5. alle zu den Mikrotastern führenden Kabel ablöten
6. rechts dritte Schraube von oben entfernen
7. mit 14er Schlüssel die Befestigungsmutter an der Gewindebuchse (Schalterwelle) lösen
8. komplette Baugruppe vorsichtig herausnehmen und austauschen.

Der Einbau erfolgt sinngemäß in umgekehrter Reihenfolge. Beim eventuellen Austausch der beiden Schalterwellen auf den richtigen Sitz achten.

Reparaturhinweise

Wechsel von Baugruppen

Die Baugruppen UKW-Eingangsteil, Leiterplatte 2 und Anzeige werden vom Hersteller industriell repariert. Reparaturen von Leiterplatte 2 und Anzeige durch die Servicewerkstätten sind erlaubt, wenn keine integrierten Schaltungen gewechselt werden müssen. Bei der Demontage des Tuners ist besonders darauf zu achten, daß die Leiterbahnen, die die elektrische Verbindung zur Hauptleiterplatte übernehmen, nicht beschädigt werden. Für diesen Ausbau empfiehlt sich daher die Verwendung von Lötsauglitze.

Hilfsmittel

Zum Überprüfen der automatischen Störunterdrückung (ASU) ist ein Rechtecksignal von 33 Hz und 5 V (SS) bereitzustellen. Dieses Signal wird über einen Kondensator von 50...100 pF am ASU-Eingang (Basis VT_{204}/M 204) eingespeist. Am Ausgang der ASU (Kollektor VT_{209} bzw. VRF-Buchse Anschluß 1) wird ein Oszillograf angeschlossen. Bei ordnungsgemäßer Funktion der ASU sind auf dem Oszillografen keine Impulse sichtbar, da diese durch den Transistor VT_{208} ausgetastet werden. Schließt man die Basis von VT_{206} nach Masse kurz, so wird die ASU außer Betrieb gesetzt, und am Oszillografen werden Nadelimpulse sichtbar.
Man baut sich zweckmäßigerweise einen Rechteckgenerator mit den obigen Daten auf, damit zur Überprüfung der ASU ständig ein betriebsbereites Meßmittel zur Verfügung steht.
Zum vollständigen Abgleich des Gerätes sind zwei genaue Gleichspannungseinstellungen notwendig:

- stabilisierte Betriebsspannung auf 8,5 V ± 50 mV
- zur Einstellung des AM-Oszillators eine Abstimmspannung von 2,5 V − 1 % (s. Abgleichanleitung).

Steht zur Spannungsmessung kein Digitalvoltmeter zur Verfügung, dann ist es zweckmäßig, zwei Referenzelemente mit diesen Spannungen aufzubauen.

Stromaufnahme des Gerätes

Für die Fehlersuche kann oftmals die Kenntnis der Stromaufnahme des Gerätes von Bedeutung sein. Das Gerät nimmt auch im ausgeschalteten Zustand noch einen geringen Strom auf (Stabilisierungsteil und Suchlaufleiterplatte sind spannungsführend). Dazu folgende Richtwerte:

Gerät ausgeschaltet	etwa 22 mA
Gerät eingeschaltet, AM-Taste gedrückt	etwa 220 mA
Gerät eingeschaltet, FM-Taste gedrückt	etwa 235 mA

Fehlerhinweise

In der folgenden Tafel wird eine Übersicht zu drei Hauptgruppen von Fehlern gegeben:

- Auf Grund des neuartigen digitalen Abstimmkonzeptes wird auf diesbezügliche Fehler etwas näher eingegangen
- ASU-Fehler
- allgemeine typische Fehler.

Spezielle Servicehinweise

Fehlererscheinung	Fehlerursache bzw. -beseitigung
Leuchtpunkt rückt nur langsam von Sender zu Sender weiter	Überprüfung des Diskriminators (AM oder FM) und evtl. Neuabgleich. Bei AM sind L_{234} und R_{278}, bei FM L_{204} und R_{225} auf richtige Einstellung zu überprüfen bzw. nachzugleichen (s. Abgleichtafel)
Leuchtpunkt rückt während des Suchlaufes nicht geradlinig weiter, sondern springt unregelmäßig auf der Skale	einer der Transistoren VT_{403} bis VT_{406} defekt; bei einer evtl. Reparatur sind Verbindungen, die von der Leiterplatte 2 zur Anzeige führen, vertauscht oder abgerissen worden
Leuchtpunkt wird beim Bereichswechsel nicht auf den Skalenanfang zurückgesetzt oder bleibt ständig am Skalenanfang stehen	Die ordnungsgemäße Funktion des Schalters S_{202} ist zu kontrollieren. Er darf nur bei bis zum Anschlag gedrückter Bereichstaste schließen. Ständig geschlossen blockiert er den Sendersuchlauf
ASU arbeitet nicht	– Signal wird über VT_{204}, VT_{205} und VT_{206} ungenügend verstärkt. Deshalb tastet VT_{208} nicht aus – Ein zu starkes Störsignal gelangt über VT_{204}, VT_{205} und wird von VD_{202} gleichgerichtet. Dadurch erhält die Basis des VT_{206} eine negative Vorspannung und kann nicht verstärken. VT_{208} erhält deshalb kein Signal zum Austasten. Dieses Störsignal kann durch Schwingen der FM-ZF oder eines ASU-Transistors, durch fehlerhaftes Muting am CA 3089 und damit verbundenes starkes Rauschen der NF oder eine äußere Störquelle zustandekommen. (Hinweis: Bei diesem Fehler arbeitet die ASU bei Kurzschluß von C_{223} wieder) – Durch ein defektes Bauelement in der Verzögerungskette von VT_{204} bis VT_{207} oder C_{225} kommen der Störimpuls am Kollektor von VT_{208} und der Austastimpuls an der Basis von VT_{208} nicht gleichzeitig an

Zu hohe Stromaufnahme auf AM	etwa 300 mA: Ein Oszillatorfilter (L_{226} bis L_{233}) hat primär Masseschluß etwa 380 mA: Ein Vorkreisfilter (L_{207} bis L_{214}) hat primär Masseschluß
Kurzschluß auf AM	Abgeschirmte Leitung zwischen L_{223} und C_{258} (Regelleitung) hat Kurzschluß
Zu hohe Stromaufnahme auf FM	etwa 290 mA: R_{298} liegt am Tunergehäuse an
Suchlauf fängt auf Stellung „empfindlich" und „unempfindlich" gleich viele Sender	Mikroschalter (S_3, S_4) schaltet nicht um oder ist verschmutzt
Auf AM ist der Unterschied der Fangempfindlichkeit auf Stellung „empfindlich" und „unempfindlich" zu groß oder zu gering	R_{266} neu einstellen (s. Abgleichtafel: AM Vorstufe)
Verzerrte NF bei hohem AM-Eingangspegel	Die drei Regelstrecken in Verbindung mit dem A 244 – von Pin 10 nach Pin 3 – von Pin 7, VD_{207} nach Pin 9 – von Pin 15 über VD_{204}, VD_{205}, VT_{211} nach VT_{212} auf Fehler untersuchen, wenn nötig, L_{223}/L_{224} und L_{234} entsprechend der Abgleichvorschrift nachgleichen

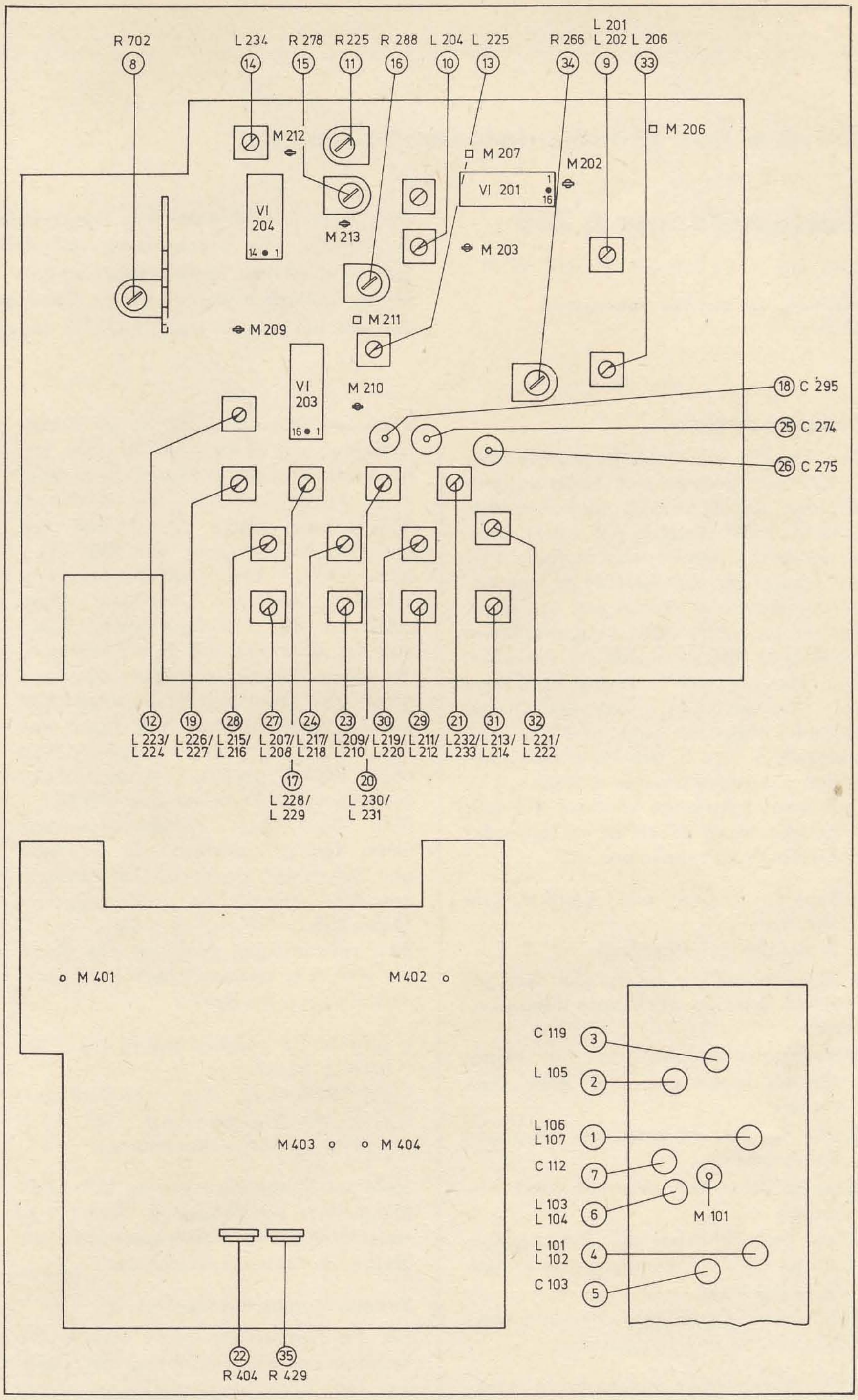
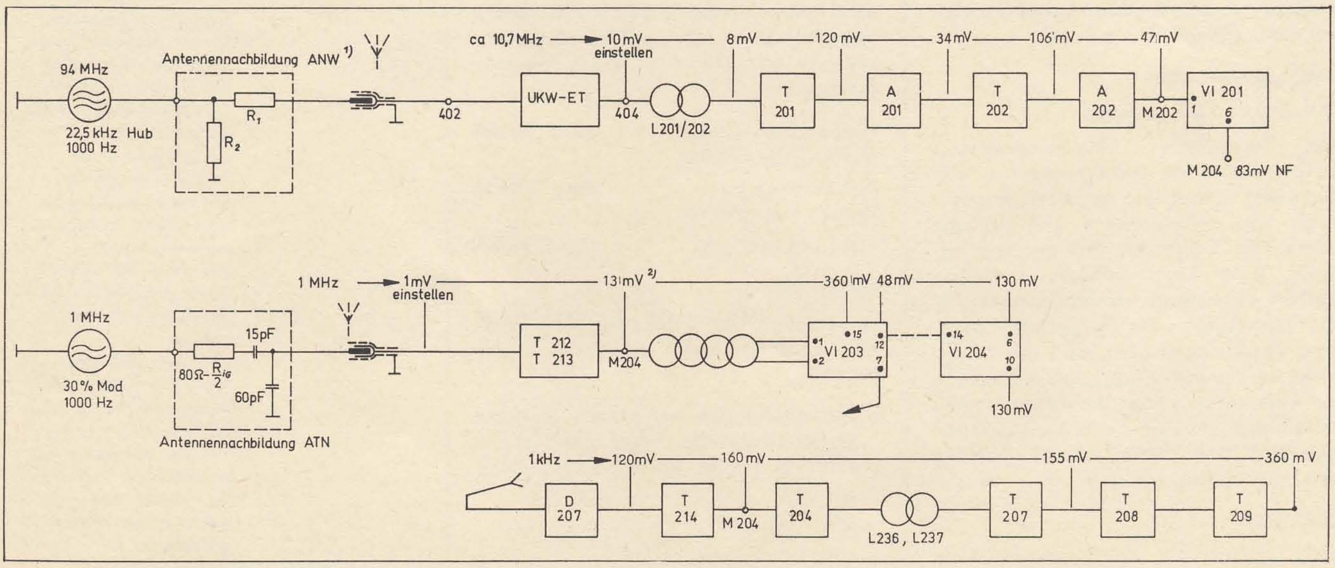


Bild 1: Übersicht der Abgleichpunkte ▶

Bild 2: Pegeldiagramme ▼

[1]) $R_1 = 150\ \Omega \sqrt{1 - \frac{R_{iG}}{150\ \Omega}}$, $R_2 = \frac{R_{iG}}{\sqrt{1 - \frac{R_{iG}}{150\ \Omega}}}$

[2]) **abhängig von Exemplarstreuungen der Transistoren VT_{212} und VT_{213}**



Abgleichtafel (s. a. Bild 1)

Baugruppe	Abgleich	Frequenz	Generatorspannung	Ankopplung des Generators	Abstimmspannung	Taste gedrückt	Anzeige	Abgleichelement	Abgleichwert	Bemerkungen
FM-Tuner	ZF	10,7 MHz	30 mV	M 101 über 4,7 nF	25 V		Wobbelsichtgerät	(1) L_{106},L_{107}	Maximum und Symmetrie	nur bei Neuabgleich
	Oszillator	87,5 MHz	≈ 1,5 mV, bei Beginn des Abgleichs bis 15 mV	über ANW	2,5 V			(2) L_{105}	abwechselnd auf Maximum abgleichen, bis keine Verbesserung mehr eintritt	
		104,0 MHz			25 V			(3) C_{119}		
	Vorkreis	87,5 MHz			2,5 V			(4) L_{101},L_{102}		
		104,0 MHz			25 V			(5) C_{103}		
	Zwischenkreis	87,5 MHz			2,5 V			(6) L_{103},L_{004}		
		104,0 MHz			25 V			(7) C_{112}		
Komplettes Gerät	stab. Betriebsspannung						GVM an Anschluß 805	(8) R_{702}	8,5 V ± 50 mV	Betriebsspannung 13,2 V
	FM–ZF	10,7 MHz ± 0,15 MHz	500 mV	über 15 pF an Kollektor VT_{201}	beliebig	U	Diodentastkopf von RVM an M 202	Generator im Bereich verstimmen	max. Anzeige RVM	es wird f_zFM, die Mittenfrequenz der Piezofilter bestimmt, die für den folgenden Abgleich eingestellt bleibt
		f_zFM	1 mV	M 101 über 4,7 nF				(1) L_{106},L_{107} (9) L_{201},L_{202}		Achtung! L_{233} ist fest auf 22 µH abgestimmt und darf während des Abgleiches nicht verändert werden!
	Nulldurchgang FM	f_zFM	1 mV	M 101 über 4,7 nF	beliebig	U	erdfreies hochohmiges (= 100 kΩ/V) GVM zw. M 206 und M 207	(10) L_{204}	Nulldurchgang des Gleichspannungsvoltmeters (GVM)	

Abgleich	Frequenz	Modulation	Generatorspannung	Ankopplung des Generators	Abstimmspannung	Taste gedrückt	Anzeige	Abgleichelement	Abgleichwert	Bemerkungen
Komparator FM	etwa 87,5 MHz	f_m = 1 kHz Hub < 10 kHz	8 µV/5,5 µV	über ANW		U	1-kHz-Ton des Lautsprechers oder Oszillograf an VRF-Buchse 1	(11) R_{225}	R_{225} wird vom Linksanschlag beginnend so weit gedreht, bis nach dem Drücken der U-Taste der 8-µV-Sender gerade noch gefangen wird. Ein Sender mit einer um 3 dB geringeren Antennenspannung (5,5 µV) darf dann nicht mehr gefangen werden.	[1])
AM-ZF	455 kHz ± 2 kHz	m = 30 % f_m = 1 kHz	100 mV...1 V	M 210 über 0,01 µF	beliebig	keine	Diodentastkopf von RVM an VRF-Ausgang 1	Generator im Bereich verstimmen	max. Anzeige RVM bzw. Mittenfrequenz zwischen zwei Maxima	vor Abgleich L_{223}, L_{224} und L_{225} verstimmen, es wird die Mittenfrequenz der Piezofilter f_zAM für den weiteren Abgleich ermittelt
	f_zAM		5 mV					(12) L_{223}, L_{224} (13) L_{225}		
Nulldurchgang AM-Diskriminator	f_zAM	m = 30 % f = 1 kHz	5 mV... 100 mV	M 210 über 0,01 µF	beliebig	keine	Oszillograf über hochohmigen Tastteiler (C_e = 5 pF) an M 212	(14) L_{234}	max. Amplitude, siehe Oszillogramm (3) auf Stromlaufplan Der Pips muß auf der Mitte des oberen und unteren Höckers sitzen.	
Komparator AM							Oszillograf an M 402	(15) R_{278}	Zu Beginn des Abgleichs Steller am Rechtsanschlag u. wird langsam nach links gedreht, bis Spannungssprung am Oszillografen sichtbar wird.	Vorsicht, Hysterese![1])
5-kHz-Sperre		5 kHz ± 2 %	100 mV	M 211 über 0,1 µF	beliebig	keine	Oszillograf an VRF-Buchse 1	(16) R_{288}	min. Anzeige	
AM-Oszillator	520 kHz	m = 30 % f = 1 kHz	0,5...10 mV	Antennenbuchse über ATN	2,5 V[2])	M 1	Oszillograf an VRF-Buchse 1	(17) L_{228}, L_{229}	abwechselnd auf Maximum, bis keine Verbesserung erreichbar ist	Abstimmspannung wird am Lötpunkt 324 eingespeist (das aus dem Kabelbaum kommende Kabel ist während dieser Zeit abzulöten)
	935 kHz				25 V			(18) C_{295}		
	150 kHz				2,5 V[2])	L		(19) L_{226}, L_{227}		
	900 kHz					M 2		(20) L_{230}, L_{231}	max. Anzeige	
	5,9 MHz					K[3])		(21) L_{232}, L_{233}		
Abstimmspannung						beliebig, bis zum Anschlag	GVM an M 401	(22) R_{404}	2,32 V	Abgleich der unteren Abstimmspannung bei rückgesetztem Zähler
AM-Vorkreise	540 kHz	m = 30 % f = 1 kHz	50...100 µV	Antennenbuchse über ATN	von Leiterplatte 2	M 1	Oszillograf an VRF-Buchse 1	(23) L_{209}, L_{210} (24) L_{217}, L_{218}	abwechselnd auf Maximum, bis keine Verbesserung erreichbar ist	Empfangsfrequenz mit Suchlauf einstellen, während des Suchlaufs und zu Beginn des Abgleichs kann Generatorspannung bis 50 mV betragen
	890 kHz							(25) C_{274} (26) C_{275}		
	220 kHz					L		(27) L_{207}, L_{208} (28) L_{215}, L_{216}	abwechselnd auf Maximum[4])	
	1,2 MHz					M 2		(29) L_{211}, L_{212} (30) L_{219}, L_{220}	abwechselnd auf Maximum	
	6,05 MHz					K		(31) L_{213}, L_{214} (32) L_{221}, L_{222} (33) L_{206}	abwechselnd auf Maximum	
AM-Vorstufe	540 kHz	m = 30 % f = 1 kHz	50...100 µV	Antennenbuchse über ATN	von Leiterplatte 2	M 1	Oszillograf an VRF-Buchse 1	(34) R_{266}	max. Anzeige	optimaler Arbeitspunkt der FET-Vorstufe
Automatischer Suchlauf			1 mV				Stoppuhr	(35) R_{429}	6 Sekunden	Zeit zwischen zwei Startvorgängen

[1]) Gelingt die Komparatorabstimmung nicht, ist der Steller erneut in Anschlag zu bringen und der Abgleich des Komparators zu wiederholen.

[2]) Sie muß mit Hilfe eines Referenzelementes auf 2,5 V – 1 % genau eingestellt werden.

[3]) Oszillatorfrequenz muß größer als Empfangsfrequenz sein (Kontrolle).

[4]) Bei Schwingneigung muß R_{258} eingelötet werden.

ATN, ANW Anpassungsnetzwerke, siehe Pegeldiagramme (Bild 2).

Bauelemente- und Schaltungsänderungen

Im Laufe der Zeit ergaben sich gegenüber der im Heft 10 (1979) veröffentlichten Schaltung einige Änderungen, die wir im folgenden nennen.

Bauelemente mit verändertem Wert

Bezeichnung	alter Wert	neuer Wert
R_{204}	270 Ω	330 Ω
R_{205}	150 Ω	180 Ω
R_{206}	150 Ω	180 Ω
R_{210}	820 Ω	2,2 kΩ
R_{211}	270 Ω	330 Ω
R_{212}	270 Ω	330 Ω
R_{214}	390 kΩ	470 kΩ
R_{217}	100 kΩ	68 kΩ
R_{241}	680 Ω	1,2 kΩ
R_{256}	56 Ω	82 Ω
R_{265}	120 Ω	68 Ω
R_{267}	1,2 kΩ	1,5 kΩ
R_{408}	150 kΩ	120 kΩ
R_{419}	2,2 kΩ	entfällt
R_{420}	3,3 kΩ	entfällt
R_{425}	47 kΩ	5,6 kΩ
R_{432}	100 kΩ	220 kΩ
R_{433}	22 kΩ	Brücke
R_{434}	100 kΩ	220 kΩ
R_{435}	22 kΩ	Brücke
R_{440}	2,7 kΩ	6,8 kΩ
R_{473}	15 kΩ	33 kΩ
C_{241}	4,7 μF	1 μF
C_{414}	6,8 nF	10 nF

Schaltungsänderungen

Entsprechend dem Bauelementeangebot werden auf der Suchlaufleiterplatte integrierte Schaltungen verschiedener Hersteller eingesetzt. Einige von ihnen sind mit geringen Schaltungsänderungen verbunden:

- VI_{403} – CD 4011 AE oder CD 4011 UBE:
  Zwischen den Punkten R_{423}/C_{408} und Pin 2 des VI_{403} wird ein 1-kΩ-Widerstand eingefügt
- VI_{404} – CD 4001 BE:
  Pin 8 und Pin 9 werden nicht mehr kurzgeschlossen, sondern durch einen Scheibenkondensator 56 pF verbunden; Pin 9 und Pin 13 werden verbunden. (Damit wird eine gelegentlich auftretende Schwingneigung des Schaltkreises verhindert. Man erkennt sie an einer Sinusschwingung von einigen MHz an Pin 10 des VI_{404} bei stehendem Suchlauf bzw. an einem zu schnellen Durchlaufen des Leuchtpunktes.)
- Änderung der Verdrahtung am Haltewinkel komplett:
  Die Verbindungen zwischen den Punkten 212 und 214 sowie 214 und 206 werden unterbrochen; die Punkte 212 und 206 werden verbunden; zwischen den Punkten 212 und 214 wird ein Widerstand von 39 kΩ eingefügt.
- Eine zusätzliche Leitung verbindet die Basis von VT_{205} mit dem Tastensatzstift i7. Dadurch wird die ASU bei AM-Betrieb zwangsweise abgeschaltet. (Ohne diesen Zusatz kam es gelegentlich zur Schwingneigung des Transistors VT_{205} mit Rückwirkungen auf den A 220 und damit verbundenen Fangschwierigkeiten bei schwachen Sendern.)
- Änderung der Schalterfunktion (S_1): Unterbrechung zwischen den Punkten 504 und 802/204. Punkt 805 ist nun nur noch mit den Punkten 202 und 512 verbunden. Resultat: Bei ausgeschaltetem Betriebsschalter stehen der Stabilisierungsteil und der Digital-Analog-Wandler (VI_{405} bis VI_{409}, NW 1, NW 2) noch unter Betriebsspannung.

Die geänderte Schaltungseinheit Spannungsstabilisierung zeigt Bild 3.

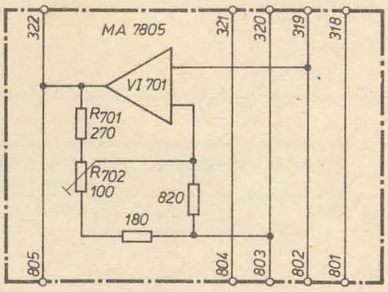


Bild 3: Geänderte Spannungsstabilisierungsschaltung

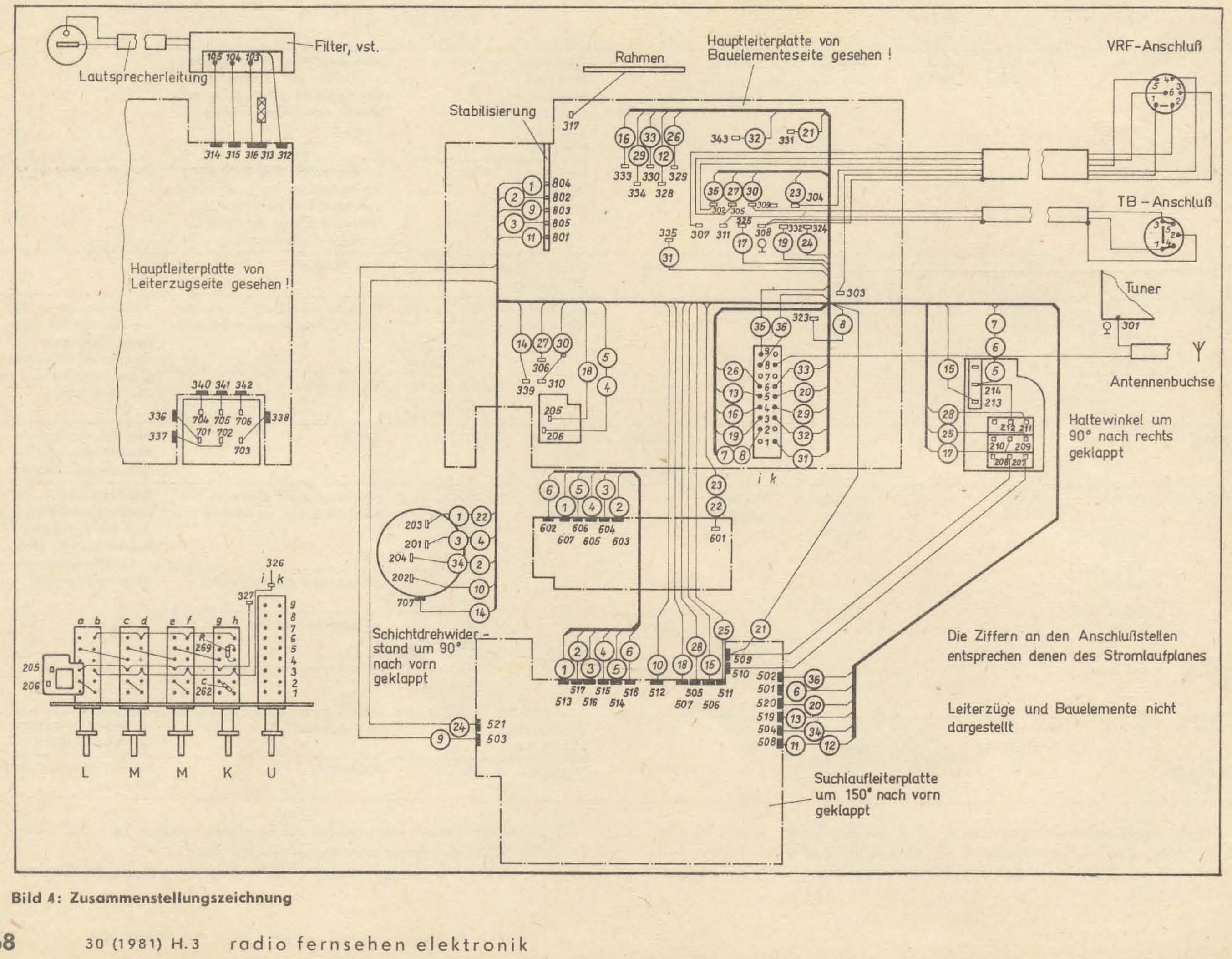


Bild 4: Zusammenstellungszeichnung

Kassetten mit zerknittertem Bandanfang

Seit einiger Zeit tauchen in den Werkstätten verstärkt Kassetten mit zerknitterten Bandanfängen auf. Schuld an diesen Knitterstellen ist ein Hochlaufen des Bandes an der Tonwelle, wobei das Band diagonal gefalzt und durch die Tonwellenspitze am Rand beschädigt wird.

Die Ursachen für dieses Hochlaufen sind den Laufwerken, den Kassetten und dem System Laufwerk – Kassette zuzuschreiben. An Laufwerkfehlern kommen in Betracht:

1. schräg drückende Andruckrolle
2. schräge Tonwelle
3. zu hoch sitzender Kombikopf
4. zu tief liegende Kassettenauflage.

Von den Kassettenfehlern sind zu nennen:

1. keilförmiger Andruckfilz
2. verzogene Klebestelle Vorspannband/Tonband
3. schief angesetztes Band
4. versetzt angesetztes Band
5. schräger Bandlauf in der Kassette.

Die angeführten Laufwerks- oder Kassettenfehler lassen sich statisch feststellen, wogegen das Erkennen von Fehlern im System Laufwerk – Kassette vom Reparateur ein beträchtliches Maß an Erfahrung voraussetzt, besonders wenn bei einem Laufwerk bestimmte Kassetten „hochlaufen" und andere nicht. In diesen Fällen kann man davon ausgehen, daß sich Toleranzen im Laufwerk und in der Kassette zu einem Systemfehler addieren. In der Regel sind hiervon senkrecht arbeitende Laufwerke stärker betroffen als waagerecht arbeitende, denn die Reibungsmomente der Kassetten sind im Senkrechtbetrieb geringer als bei waagerechter Betriebslage. Das wiederum hat zur Folge, daß das Band wegen der schwachen Bremsung an der Tonwelle hochlaufen kann, insbesondere wenn der Andruckfilz sehr dünn ausfällt.

Es kann m. E. als gesichert angesehen werden, daß es bei Laufwerken mit gebremstem Abwickelbetrieb die Erscheinung des Hochlaufens nicht gibt. Für einen nachträglichen Einbau einer Bremse sind die z. Z. gebräuchlichen Motoren jedoch zu schwach, und bei der Wiedergabe ergibt sich am Bandende ein Jaulen.

So wie die Bremsung hat auch das Aufwickeldrehmoment einen sehr großen Einfluß auf das Hochlaufen des Bandes. Je höher das Aufwickeldrehmoment, um so größer ist die Gefahr des Hochlaufens!

Selbstverständlich wirkt sich das bei einem genau justierten System nicht in der beschriebenen Weise aus. Aber hierzu gehört, daß die Höhe des Kombikopfes und der Kassettenauflage stimmen und das Tonband in der Mitte der Kassette läuft. Diese Paßgenauigkeit ist jedoch nicht in jedem Fall gewährleistet.

Häufig sitzt der Kombikopf geringfügig zu hoch oder der Kopfspiegel steht so schräg, daß die Bandführung schräg nach oben zeigt und das Band höher als normal führt. Wird nun eine Kassette eingelegt, bei der sich das Band genau in der Mitte befindet, dann läuft es an der Tonwelle in der Regel normal. Eine Kassette mit einem auf Seite 1 zum Aufwickelbetrieb hin zu tief laufenden Band wird an der Tonwelle jedoch hochlaufen, weil es von der Bandführung des Kombikopfes nach oben geschoben wird. Das ist auch die Erklärung dafür, daß bei manchen Kassetten die Seite 1 hochläuft, während die Seite 2 ohne Beanstandung transportiert wird.

Eine zu tiefe Kassettenauflage auf der Tonwellenseite kommt in der Wirkung einem zu hohen Kombikopf gleich. In der Regel kippeln die Kassetten dann in diagonaler Richtung und verharren meistens in der gegenüber der Bandführung am Kombikopf zu tiefen Stellung. Unter diesen Bedingungen läuft ein in der Kassette schräg laufendes Band ebenfalls an der Tonwelle hoch. Abhilfe ist mit Unterlegscheiben möglich, die auf den Kassettenführungsdorn geklebt werden.

Eine falsche Löschkopfhöhe wirkt sich auf das Hochlaufen des Bandes nur in sehr krassen Fällen aus, beschädigt jedoch die Bandkante.

Vertikale Schwankungen des Bandes an der Tonwelle ziehen Pegelschwankungen, besonders der nohen Frequenzen, nach sich. Eine Kontrolle ist durch die Aufzeichnung und Wiedergabe eines UKW-Rauschsignals problemlos möglich. Die vertikalen Schwankungen rufen deutliche Klangfarbenänderungen des Rauschsignals hervor, die sich von Schwankungen des Band-Kopf-Kontaktes (Bandfalten), die bekanntlich gleichfalls Pegelschwankungen hervorrufen, deutlich unterscheiden. Geringe vertikale Bandführungsmängel erzeugen im Rauschsignal ein scharfes Kratzen, ähnlich dem Geräusch von Sandpapier auf Stein.

Kombikopfhöhe und Kassettenauflage lassen sich mit einer Kassette überprüfen, bei der im Bereich der Bandlaufzone die obere Kassettenschale ausgeschnitten ist, so daß die Bandführung am Kombikopf betrachtet werden kann. Die Kontrolle ist bei stromlosem Gerät mit gestrafftem Band durchzuführen.

Zur Kontrolle des waagerechten Bandlaufs in der Kassette verwendet man einen Prüfdorn, mit dem der Abstand zwischen Bandkante und Kassettenausschnitt kontrolliert werden kann.

Für die Einstellung des ordnungsgemäßen Bandlaufs sind also viele kritische Punkte zu beachten und verschiedene Hilfsmittel notwendig. Es sollte besonders darauf hingewiesen werden, daß eine Veränderung des Aufwickeldrehmoments bis zum Kombikopf durchgreifen und eine Nachstellung der Kopfsenkrechtstellung notwendig machen kann. Zweckmäßigerweise versieht man die Kassette für die optische Bandlaufkontrolle mit einem genau senkrecht stehenden Rauschsignal, mit dem der Kopf neu getaumelt werden kann.

Da ein Hochlaufen des Bandes in der Regel nur auftritt, wenn im System Kassette – Laufwerk bestimmte Mängel zusammentreffen, wäre es wünschenswert, daß die Werkstätten diesen Umstand bei der Endprüfung von reparierten Kassettengeräten berücksichtigten und die Prüfung mit drei verschiedenen Kassetten vornähmen, in denen das Band zu hoch, normal und zu tief läuft. Nur so kann man gewiß sein, daß der Bandlauf auch wirklich in Ordnung ist.

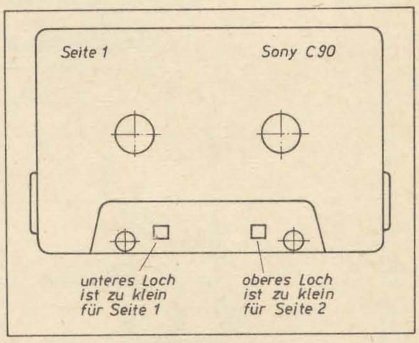
Karl-Heinz Finke

Kassettenfach öffnet sich nicht bei Verwendung von Sony-C-90-Kassetten (R 4100, Babett)

Ursache

Die Bezugslöcher in der Kassette sind kleiner als bei DDR-Kassetten (Bild). Abhilfe schafft das Abschaben eines leichten Spans von der unmaßgeblichen senkrechten Vorderkante des in das Bezugsloch zwischen Lösch- und Kombikopf eintauchenden Plastzapfens.

Karl-Heinz Finke



Der Durchmesser der Bezugslöcher von Sony-Kassetten ist oftmals sehr klein

Wiederholtes kurzzeitiges Jaulen von Kassettengeräten

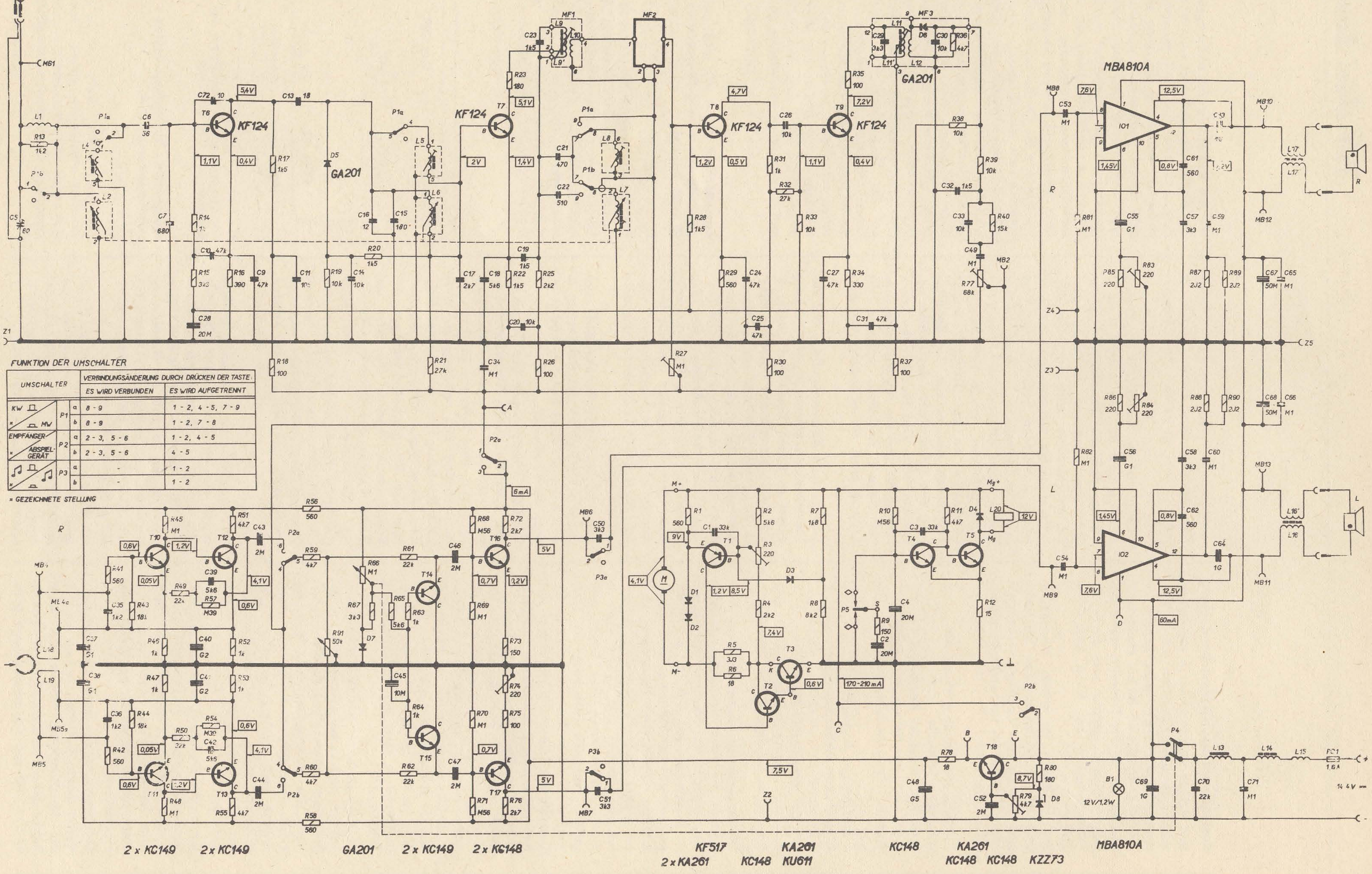
Ursache

Die Antriebspese dreht sich in unbestimmten Abständen einige Male um sich selbst und verursacht dadurch eine kurzzeitige Geschwindigkeitsmodulation.

Karl-Heinz Finke

Autosuper-Stereokassettengerät TESLA 1900 B-1

Der AM-Autosuper dieses aus der ČSSR importierten Kombinationsgerätes entspricht in seinen technischen Daten im wesentlichen dem Autosuper Spider 3, von dem wir in den Heften 9 und 10 (1977) eine Beschreibung und Abgleichhinweise veröffentlichten.



FUNKTION DER UMSCHALTER

UMSCHALTER			VERBINDUNGSÄNDERUNG DURCH DRÜCKEN DER TASTE: ES WIRD VERBUNDEN	ES WIRD AUFGETRENNT
KW / * MW	P1	a	8 - 9	1 - 2, 4 - 5, 7 - 9
		b	8 - 9	1 - 2, 7 - 8
EMPFÄNGER / * ABSPIELGERÄT	P2	a	2 - 3, 5 - 6	1 - 2, 4 - 5
		b	2 - 3, 5 - 6	4 - 5
♫ / * ♫	P3	a	-	1 - 2
		b	-	1 - 2

* GEZEICHNETE STELLUNG

Lichtemitterdiode VQA 23

Dipl.-Ing. KARL GOERNEMANN

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

Die Lichtemitterdiode VQA 23 ist eine grünleuchtende GaP-Diode mit einer diffus abstrahlenden, grüneingefärbten Allplast-Linsenverkappung mit 5 mm Durchmesser.

Die VQA 23 ist vorwiegend für den Einsatz als Anzeige- und Kontrollelement in Frontplatten von Geräten und Anlagen vorgesehen. Sie kann durch eine Montageeinheit (Fassung und Klemmring) komplettiert werden.

Unter der Annahme einer konstanten Ausfallrate beträgt die Lebensdauererwartung bei mittleren Betriebsbedingungen hypothetisch mindestens 10^5 Stunden.

Abmessungen und Masse von Diode, Fassung und Klemmring

siehe Bilder 1 und 2

Standard TGL 34 817

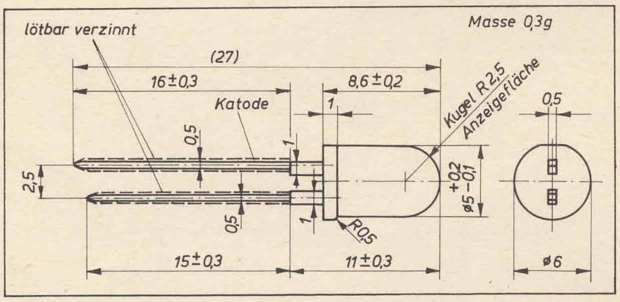


Bild 1: Abmessungen der Diode in mm

Kennwerte, bei $\vartheta_a = 25$ °C

		min.	typ.	max.
Lichtstärke in mcd[1])				
bei $I_F = 10$ mA VQA 23	I_v	0,6	—	—
VQA 23 A	I_v	0,6	1,2	—
VQA 23 B	I_v	1,3	2,0	—
VQA 23 C	I_v	2,5	3,0	—
VQA 23 D	I_v	4,0	5,5	—
Durchlaßgleichspannung U_F in V bei $I_F = 20$ mA		—	2,6	3,0
Sperrgleichstrom I_R in μA bei $U_R = 5$ V		—	—	100
Wellenlänge der max. spektralen Emission λ_{max} in nm[2])		555	565	570
Reduktionskoeffizient des Durchlaßgleichstromes $-TK_{IF}$ in mA/K bei $\vartheta_a = 55...85$ °C		—	—	0,66
Temperaturkoeffizient der Lichtstärke $-TK_{Iv}$ in %/K bei $\vartheta_a = 25...85$ °C		—	—	1,0

[1]) Lichtstärkemessung erfolgt mit einem Öffnungswinkel von 15° ± 3°.

[2]) Die Halbwertsbreite liegt bei 40 nm.

Grenzwerte

	min.	max.
Durchlaßgleichstrom I_F in mA bei $\vartheta_a = -25...+55$ °C	—	30
Spitzendurchlaßstrom, periodisch I_{FRM} in mA bei $\vartheta_a = -25...+25$ °C $t_p = 100\ \mu s$; $\tau = 1:10$	—	100
Sperrgleichspannung U_R in V bei $\vartheta_a = -25...+85$ °C	—	5
Betriebstemperaturbereich ϑ_a in °C	−25	85
Lagerungstemperaturbereich ϑ_{stg} in °C für Lagerung bis zu 30 Tagen	−50	50

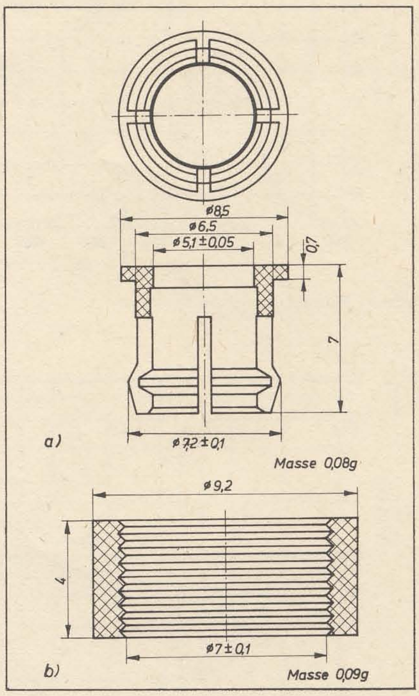


Bild 2: Abmessungen der Montageeinheit in mm, a) Fassung, b) Klemmring

Informationshinweis zur Lichtstärkekennzeichnung

Die Kennzeichnung der Lichtstärkegruppe befindet sich auf der Verpackung.

Soll die Information zur Lichtstärkegruppe auch nach der Montage der Dioden, z. B. auf Leiterplatten, erhalten bleiben, so wird – sofern nicht direkt die Buchstaben verwendet werden können – zur Kennzeichnung nachstehende Farbkodierung auf den Leiterplatten empfohlen:

Farbkodierung

Lichtstärkegruppe	Grundtyp	A	B	C	D
Farbpunkt	—	rot	schwarz	grün	gelb

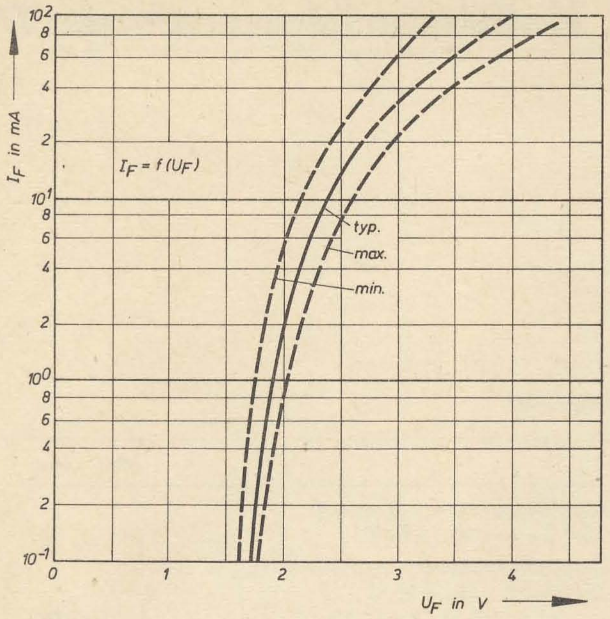


Bild 3: Flußkennlinie $I_F = f(U_F)$ bei $\vartheta_a = 25\ °C$

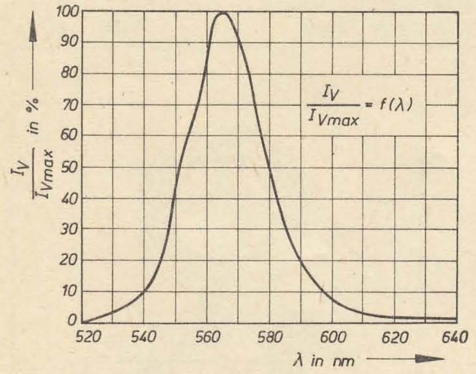


Bild 4: Relative spektrale Emission

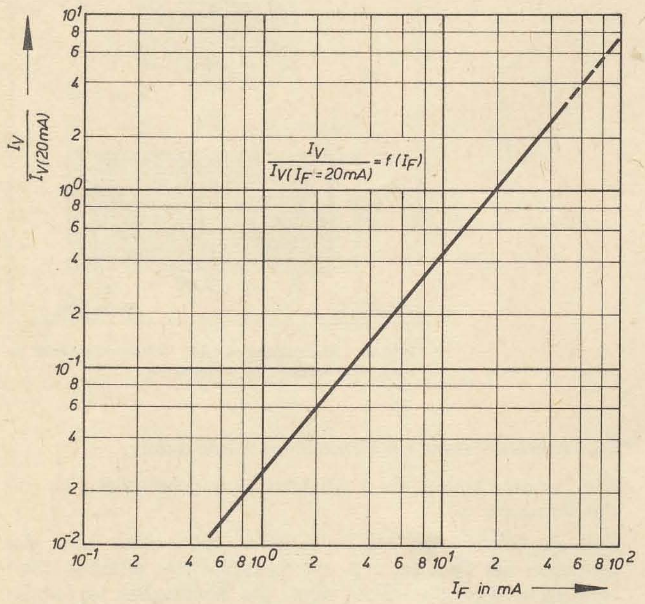


Bild 5: Mittlere normierte Abhängigkeit der Lichtstärke vom Flußstrom

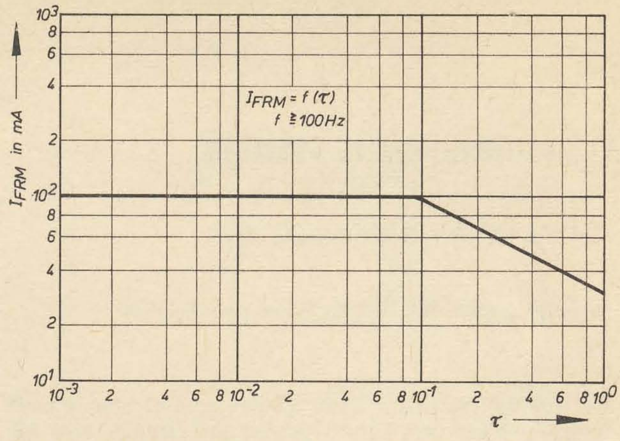


Bild 6: Impulsbelastungsdiagramm bei $\vartheta_a = 25\ °C$

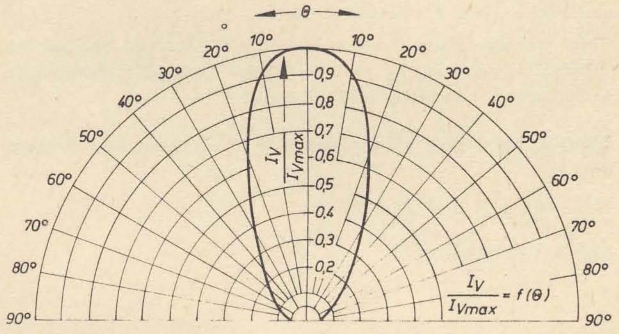


Bild 7: Strahlungscharakteristik

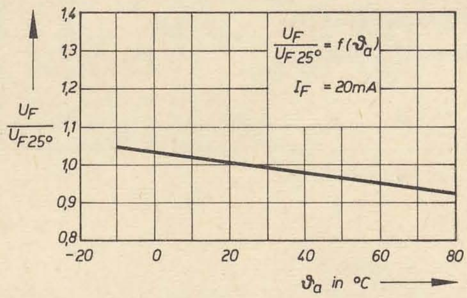


Bild 8: Mittlere relative Temperaturabhängigkeit der Flußspannung

KONDENSATOR-MIKROFONE

- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT · VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

Lichtemitterdiode VQA 33

Dipl.-Ing. KARL GOERNEMANN

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

Die Lichtemitterdiode VQA 33 ist eine gelbleuchtende Diode auf GaAs-P-Basis mit einer diffus abstrahlenden, gelbgefärbten Allplast-Linsenverkappung mit 5 mm Durchmesser. Die VQA 33 ist vorwiegend für den Einsatz als Anzeige- und Kontrollelement in Frontplatten von Geräten und Anlagen vorgesehen. Sie kann durch eine Montageeinheit (Fassung und Klemmring) komplettiert werden.

Unter der Annahme einer konstanten Ausfallrate beträgt die Lebensdauererwartung bei mittleren Betriebsbedingungen hypothetisch mindestens 10^5 Stunden.

Abmessungen und Masse von Diode, Fassung und Klemmring

siehe Bilder 1 und 2

Standard TGL 34 818

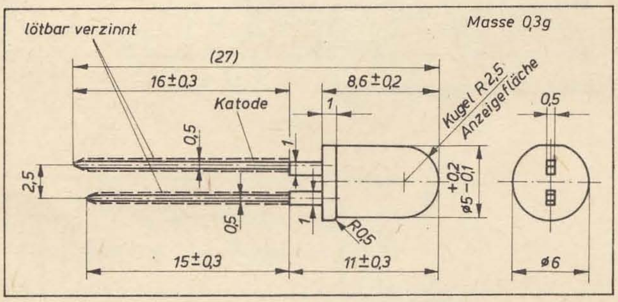


Bild 1: Abmessungen der Diode in mm

Kennwerte, bei $\vartheta_a = 25\ °C$

		min.	typ.	max.
Lichtstärke in mcd[1]				
bei $I_F = 20$ mA VQA 33	I_v	0,6	—	—
VQA 33 A	I_v	0,6	1,2	—
VQA 33 B	I_v	1,3	2,0	—
VQA 33 C	I_v	2,5	3,0	—
VQA 33 D	I_c	4,0	5,5	—
Durchlaßgleichspannung U_F in V				
bei $I_F = 20$ mA		—	2,3	2,5
Sperrgleichstrom I_R in μA				
bei $U_R = 5$ V		—	—	100
Abstrahlwinkel Θ in Grad				
bei $I_F = 20$ mA		50	—	—
Wellenlänge bei max. spektraler Emission λ_{max} in nm[2])		580	587	600
Reduktionskoeffizient des Durchlaßgleichstromes $-TK_{IF}$ in mA/K				
bei $\vartheta_a = 25...85\ °C$		—	—	0,66
Temperaturkoeffizient der Lichtstärke $-TK_{Iv}$ in %/K				
bei $\vartheta_a = 25...85\ °C$		—	—	1,0

[1]) Lichtstärkemessung erfolgt mit einem Öffnungswinkel von 15° ± 3°.

[2]) Die Halbwertsbreite liegt bei 40 nm.

Grenzkennwerte

	min.	max.
Durchlaßgleichstrom I_F in mA		
bei $\vartheta_a = -25...+25\ °C$	—	50
Spitzendurchlaßstrom, periodisch I_{FRM} in mA		
bei $\vartheta_a = -25...+25\ °C$		
$t_p = 100\ \mu s$, $\tau = 1:10$	—	100
Sperrgleichspannung U_R in V		
bei $\vartheta_a = -25...+85\ °C$	—	5
Betriebstemperaturbereich ϑ_a in °C	−25	85
Lagerungstemperaturbereich ϑ_{stg} in °C		
für Lagerung bis zu 30 Tagen	−50	50

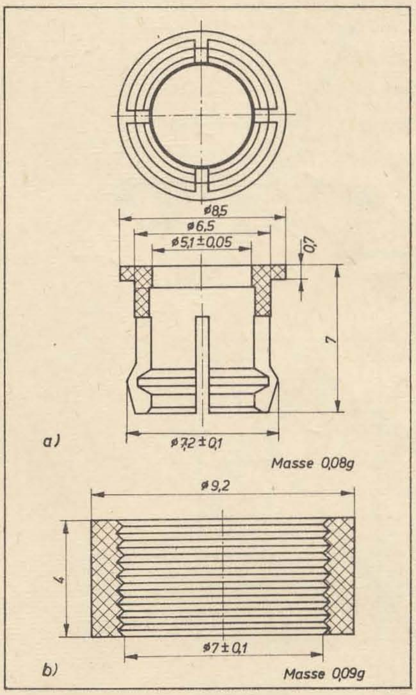


Bild 2: Abmessungen der Montageeinheit in mm; a) Fassung, b) Klemmring

Informationshinweis zur Lichtstärkekennzeichnung

Die Kennzeichnung der Lichtstärkegruppe befindet sich nur auf der Verpackung.

Soll die Information zur Lichtstärkegruppe auch nach der Montage der Dioden, z. B. auf Leiterplatten, erhalten bleiben, so wird – sofern nicht direkt die Buchstaben verwendet werden können – zur Kennzeichnung nachstehende Farbkodierung auf den Leiterplatten empfohlen:

Farbkodierung

Lichtstärkegruppe	Grundtyp	A	B	C	D
Farbpunkt	—	rot	schwarz	grün	gelb

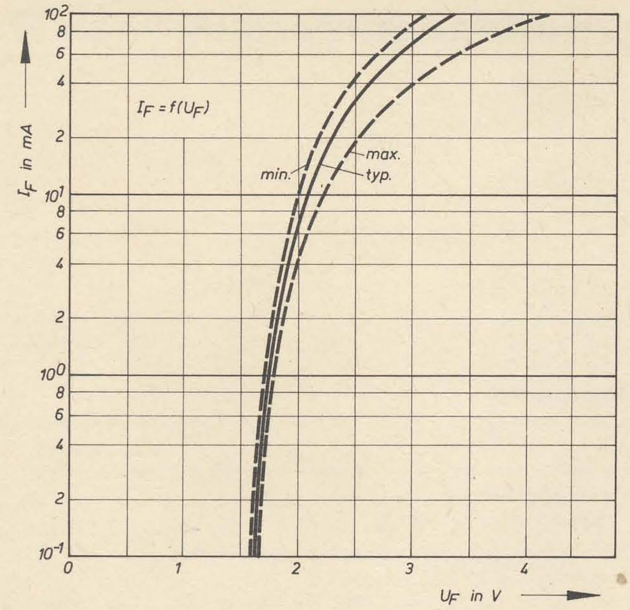


Bild 3: Flußkennlinie $I_F = f(U_F)$ bei $\vartheta_a = 25\,^\circ C$

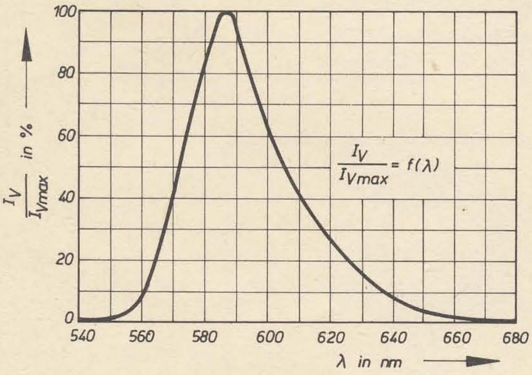


Bild 4: Relative spektrale Emission

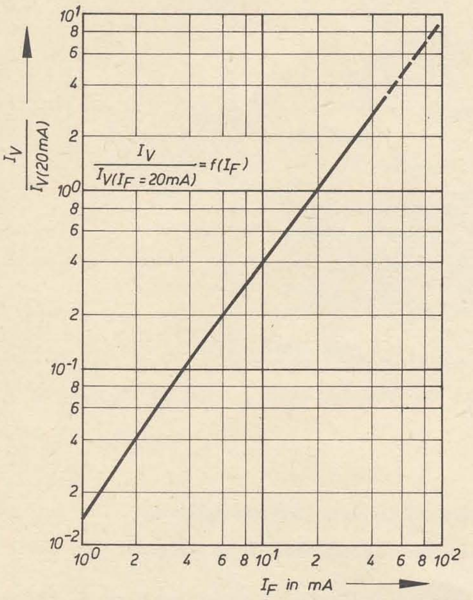


Bild 5: Mittlere normierte Abhängigkeit der Lichtstärke vom Flußstrom

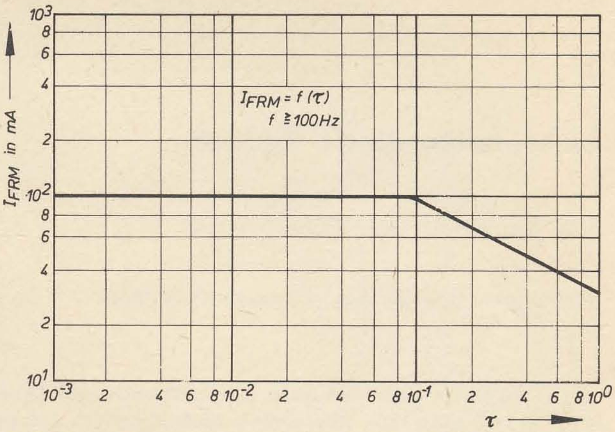


Bild 6: Impulsbelastungsdiagramm bei $\vartheta_a = 25\,^\circ C$

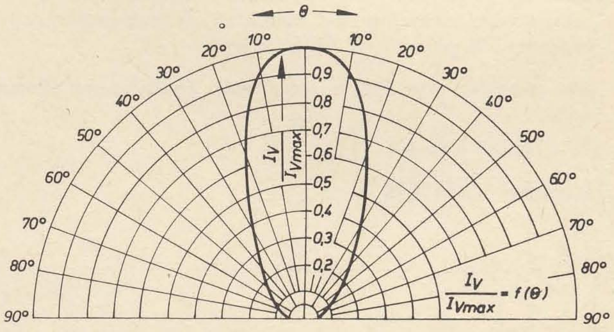


Bild 7: Strahlungscharakteristik

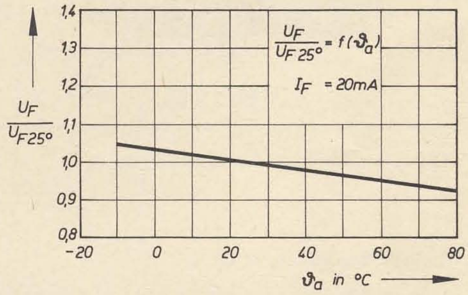


Bild 8: Mittlere relative Temperaturabhängigkeit der Flußspannung

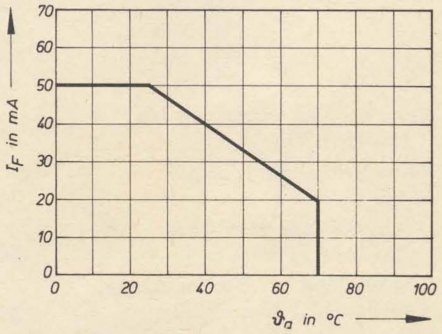


Bild 9: Temperaturabhängigkeit der Strombelastung

Vorschau auf die Leipziger Frühjahrsmesse 1981

Mit dieser Vorschau, die keinen Anspruch auf eine Gesamtübersicht des Meßelektronikangebotes zur diesjährigen Frühjahrsmesse erheben kann, geben wir mit Unterstützung der Hersteller einige Hinweise auf Neuheiten der elektronischen Meßtechnik der DDR und damit Anregungen für die Besucher der Halle 15.

VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

Das Hauptgerät des **Spektrometermeßplatzes** ist das **Spektrometer 20 050** (Bild 1). In diesem universellen kerntechnischen Laborgerät wird ein Mikrorechner K 1520 eingesetzt.
Als Detektoren sind Zählrohrsonden, Szintillationssonden und Halbleiterdetektorsonden wahlweise einsetzbar. Der Mikrorechnereinsatz bietet dem Anwender gegenüber herkömmlichen Spektrometern eine Reihe von Vorteilen, die sowohl den Bedienkomfort, die lösbaren Meßaufgaben als auch die Meßwertverarbeitung betreffen.

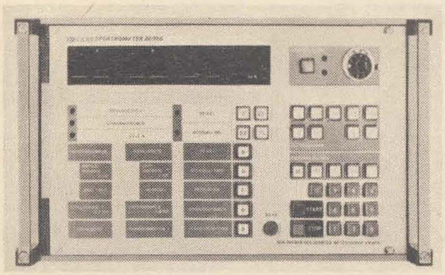


Bild 1: Spektrometer 20 050

Die herkömmlichen Meßaufgaben sind in einem Betriebsartenspeicher programmiert und sofort abrufbar. Die Meßergebnisse werden in einer vom Betreiber gewünschten Form ausgegeben. Bei der Aufnahme von Impulshöhenspektren wird das Spektrum gespeichert und steht für mathematische Zusatzoperationen (z. B. Glättung, Untergrundsubtraktionen) bzw. für andere Spektrummanipulationen zur Verfügung. Besonderer Wert wurde auf die Vielfalt der möglichen anschließbaren peripheren Geräte gelegt. Wahlweise können Standard-Interfaces nach SI 1.2., SIF 1000 oder V 24 eingesetzt werden. Das ermöglicht den Anschluß von Schreibern, Oszillografen, Druckern, Lochern, Schreibmaschinen usw.
Das Spektrometer 20 050 schließt die Lücke zwischen einfachen Strahlungsmeßgeräten, wie z. B. dem Strahlungsmeßgerät 20 046, und den komplizierten Mehrkanalanalysatoren.
Der **Leiterplattenprüfautomat LPA 101** dient der Bestückungsprüfung von Leiterkarten der Elektronik, die mit diskreten Bauelementen bestückt sind (Bild 2). Vorwiegend ist der Automat in der analogen Technik, also der Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik und der Nachrichten- und Steuerungstechnik, verwendbar. Er ist nicht für die Prüfung von digitalen, integrierten Schaltungen gedacht. Ein vorteilhafter Einsatz ist aber auch hier möglich, wenn der Anteil an diskreter Bestückung hoch ist bzw. wenn eine Vorprüfung auf Kurzschlüsse und Unterbrechungen erfolgen muß. Mit einem besonders hierfür entwikkelten Meßkreis werden die folgenden Bauelemente bzw. Zustände gemessen:

- Widerstände im Bereich 1 Ω...10 MΩ
- Kondensatoren im Bereich 500 pF bis 10 000 μF
- Induktivitäten oberhalb 100 mH
- Transistoren
- Dioden
- Z-Dioden
- Leitungsunterbrechungen
- Schlüsse zwischen Leitungen.

Induktivitäten unterhalb 100 mH werden durch Durchgangsprüfungen auf ihr Vorhandensein geprüft. Analoge Schaltkreise werden auf Vertausch oder Verdrehen kontrolliert. Ein Kontakttest sichert das zuverlässige Anschalten des Prüflings.
Die leichte Programmierbarkeit über eine spezielle Sprache MPS, auf der Grundlage von BASIC entwickelt, ermöglicht auch den Einsatz in Fertigungen, bei denen viele Typen mit relativ kleinen Losgrößen auftreten.
Die bei alleiniger Funktionsprüfung notwendige Fehlersuchzeit kann durch die Bestückungsprüfung entscheidend gesenkt werden. Besonders ökonomisch wird die Bestückungsprüfung bei bisher hohem Fehlersuchanteil, wie er für kleinere Losgrößen sowie für komplizierte Leiterplatten typisch ist.

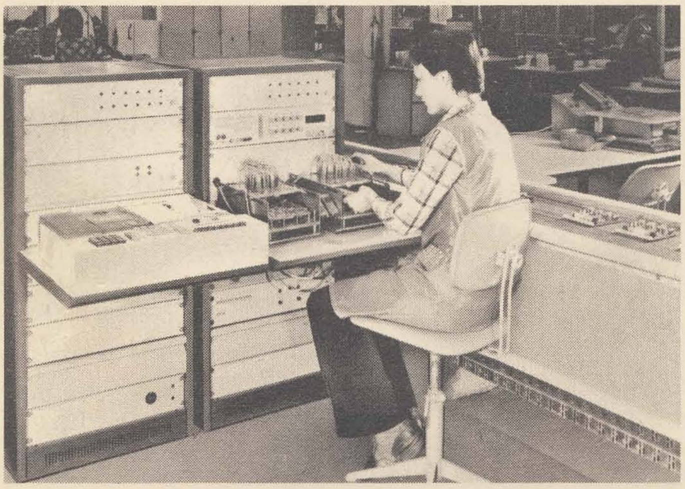


Bild 2: Leiterplattenprüfautomat LPA 101
Fotos: Darré (2)

Unter Verwendung externer Quellen zur Speisung des Prüflings sind Impulszeitmessungen mit einer Auflösung von 0,1 μs möglich. Andere Geräte mit dem Interface SI 2.2. können direkt angeschlossen werden, für Geräte mit SI 1.2 oder IMS-1 stehen Interface-Koppelgeräte zur Verfügung.

Der Leiterplattenprüfautomat LPA 101 wird vom KRS 4201 über das Standard-Interface SI 2.2, TGL 29 711, gesteuert. Für den laufenden Prüfbetrieb werden die Bedieneinheiten des Rechners (Konsole, Schreibmaschinen) nicht benötigt.
Der **Lastmomentbegrenzer 13 002** ist eine vollelektronische, durch einen Mikroprozessor gesteuerte Sicherheitseinrichtung für Mobildrehkrane. Die von Meßwandlern gelieferten Werte für die tatsächliche Kranbelastung werden vom Rechner fortlaufend mit der zulässigen Maximalbelastung des Krans verglichen und angezeigt. Ein Überschreiten der Kranbelastung und damit ein Umkippen des Krans werden auf diese Weise vermieden.
Der ökonomische Effekt beim Einsatz des Lastmomentbegrenzers 13 002 liegt in der Effektivitätssteigerung durch bestmögliche Kranauslastung und in der sicheren Vermeidung von Havarien durch Überlastung des Krans.
Durch den Einsatz von Mikrorechnerbausteinen wird eine neue Qualität der Sicherheitseinrichtung mit folgenden Merkmalen verwirklicht:

- Eine Hardwareausführung kann durch Software an unterschiedliche Krantypen angepaßt werden
- Erhöhte Zuverlässigkeit durch Selbstüberwachung. Ein Rechenprogramm überprüft ständig das fehlerfreie Funktionieren des Lastmomentbegrenzers
- Einbeziehung von bis zu vier Meßsignalen in die Überwachungsfunktion (z. B. Kraft/Last, Länge und Kippwinkel des Kranauslegers, Drehwinkel des Oberwagens)
- Erhöhte Ausnutzung der Traglastfähigkeit durch bessere Angleichung der Abschaltkurven an die kranspezifischen Traglastkurven (max. etwa 200 Varianten).

Der Lieferumfang für eine Lastmomentbegrenzer-Ausrüstung ist projektabhängig. Geliefert werden ein Elektronikteil (IF 56), Meßwandler, Anzeigeeinheiten (für Auslastung, Ausladung, Last), eine Kontrolleinheit (zur Signalisierung der Betriebszustände) und ein Variantenschalter (zur Wahl der Kranbetriebsarten bei einfachen Ausrüstungen).
Der Lastmomentbegrenzer 13 002 arbeitet bei 24 V Betriebsspannung, auf Wunsch ist auch Anschluß an 220 V/50 Hz möglich.

VEB Funkwerk Erfurt

Die **Streifendrucker G-3287.500** und **G-3407.500** ermöglichen die Registrierung von Meßwertinformationen nach dem Ther-

modruckprinzip. Diese Erzeugnisse sind als Tischgeräte ausgeführt und gestatten durch unterschiedliche Schnittstellenbedingungen den Anschluß an messende digitale Geräte mit gebräuchlichem Datenausgang.
Der Typ G-3287.500 verarbeitet Informationssignale, die gemäß Standard-Interface 1.2 (Si 1.2) bereitgestellt werden. Der mikroprozessorgesteuerte Typ G-3407.500 besitzt das IEC-Interface.

Technische Daten

Alle Typen besitzen 16 Stellen, die Zeichendarstellung erfolgt im (5 × 7)-Punktraster, und die Druckgeschwindigkeit ist < 2 Zeilen/s.

Streifendrucker G-3287.500

10 Betriebsarten	unterschiedlich bezüglich Information und Numerator (mitlaufender Numerator von 1 bis 999, Informationen verschlüsselt oder entschlüsselt und den Stellen richtig zugeordnet)
Anzahl der Eingangsinformationen	max. 17 BCD-Stellen
Art der Eingangsinformationen	Parallelinformation
Kodierung	BCD 8-4-2-1 nach SI 1.2, $F_e = 1$
Zeichenvorrat	0...9, ., ,, "/", ✱, X, Y, Z, F, T, P, U, R, +, −, ~, ▼, ▼, ▼, ▼ (+ − 0), ′, p, n, µ, m, k, M, G, V, A, Ω, F, W, s, Hz, dB, C
Druckauslösung	durch Befehlssignal (B1) nach SI 1.2, $F_e = 1{,}2$
Druckendemeldung	durch Meldesignal (M2) nach SI 1.2, $F_a = 10$
Verzögerung des Meldesignals	0...5 Minuten, in zehn Stufen einstellbar
Doppelzeile	durch Kommandosignal
Papierende- und Fehlermeldung	
extern	durch Statussignal
intern	durch optische Anzeige und ausgedruckte Fehlerkennzahl
Numnrator	
Stellenzahl	3
Erhöhung	zyklische Erhöhung um 1 nach jedem Druck bis zur oberen Grenze
Rückstellung	von Hand durch Taste „Clear" oder Taste „BO"
obere Grenze	einstellbar von 1 bis 999 mit automatischem Leerzeilendruck nach Erreichen der oberen Grenze
Leistungsaufnahme	≦ 120 VA
Abmessungen in mm	400 × 90 × 300

Streifendrucker G-3407.500

Zeichenvorrat	64 Zeichen (gemäß ISO-7-Bit-Kode)
Interfacefunktionen	AH1; L1; DC1; SH ∅; C ∅, RL ∅; DT ∅; T ∅; PP ∅; SR ∅
Betriebsarten	3 (Numerator ein, oben Numerator ein, unten Numerator aus)
Lon-Betrieb	Einstellung durch Betriebsartenschalter
Pausenzeit	max. 5 Minuten, in 10 Stufen wählbar
adressierter Betrieb	Steuerung durch Controller
Pausenzeit	Pausenzeiteinstellung unwirksam, Pausenzeit gleich Null
Numerator	
Stellenzahl	3
Erhöhung	zyklische Erhöhung um 1 nach jedem Druck von Informationsdaten bis zur eingestellten oberen Grenze
Rückstellen	von Hand durch Taste „Clear" oder über Interface
Fehlermeldung	
Papierendemeldung	durch optische Anzeige
Fehlermeldung	durch Ausdruck entsprechender Fehlerkennzahl
Abmessungen in mm	400 × 90 × 300

Außerhalb des Sortimentes der elektronischen Meßtechnik wird vom VEB Funkwerk Erfurt das **PROM-Programmiergerät G-3001** vorgestellt werden. Es dient der Programmierung und der Löschung von PROMs mit einer Kapazität von maximal 256 Byte. Vor jeder Programmierung wird zunächst das gewünschte Bit-Muster in den Eingabespeicher gegeben. Zur Ladung dieses Speichers bestehen folgende Möglichkeiten:

– Lochbandeingabe über einen eingebauten Lochbandleser
– Übernahme der Daten eines äquivalenten ROM oder PROM-Schaltkreises über die Dupliziereinrichtung
– Eingabe von 8-Bit-Informationen mit einem externen Takt über den Eingang „DUPEX"
– Eingabe von Daten über die zugehörige ansteckbare Tastatur.

Technische Daten

programmierbare Typen	U 551 D U 552 C Äquivalenztypen
Programmierzeit	etwa 120 s
Datenquellen	Lochband Master-ROM externe 8-Bit-Information Tastatur
Kapazität des Eingabespeichers	256 × 8 bit
Betriebsarten	Leerkontrolle Löschen Programmieren Vergleichslesen Kontrolle des Eingabespeichers
Geräteabmessungen in mm	542 × 195 × 324
Masse	etwa 20 kg

Klaus Eckert

Fortsetzung von Seite 162

folgt auch hier die Bildung des Signales M1 durch Negation der Spannung /WA. Eine Abfrage des Eingaberegisters durch den Block (SI-2.2-Steuerung) ist stets möglich, ohne daß eine M4-Meldung erscheint. Deshalb muß ein Einschreiben von Daten in das Register während eines laufenden SI-2.2-Zyklus verhindert werden.
Das Einleiten jeder Eingabe erfolgt durch die Meldung IDR vom DR 11-K, die im Flip-Flop FFE 1 zwischengespeichert werden muß. Wiederum sind zwei Fälle möglich:

1. Es erfolgt gerade eine Ausgabe. Die Eingabesteuerung geht in Wartestellung (/FFEA).
2. Die Eingabe ist erlaubt (FFEA ist vorhanden). Der Ablauf wird durch Einschalten von FFE 2 fortgesetzt und nach einer Verzögerungszeit von 1 µs, falls nicht gerade ein SI-2.2-Zyklus läuft (/WA), das FREIN gesetzt. Das Signal FREIN bewirkt das Einschreiben der Daten in das Register und löst ein PU-Signal aus.

Auf dieses PU-Signal erwartet die Eingabesteuerung eine Übernahme der Daten durch die Blocksteuerung. Die Spannung WA schaltet die Registerausgänge an den BUSDE.
Das B1-Signal der Blocksteuerung quittiert die Übernahme der Daten und schaltet FFE 1 sowie FFE 2 aus. Als Quittungssignal wird EDA an das DR-11-K gesendet. Das Datenregister wird gelöscht, und nach beendetem SI-2.2-Zyklus (/WA) geht die Eingabesteuerung mit Rückschalten von FFEIN in die Grundstellung.

Das Umschalten des Übertragungssystems in Ein- oder Ausgaberichtung übernimmt das Flip-Flop FFEA (Bild 4). Die beiderseitig vorhandenen Datenregister erlauben die Freigabe der Übertragungsstrecke sofort nach Einschreiben der Daten, obwohl die Ein- bzw. Ausgabeoperationen noch nicht beendet sind. Dies trägt zur Erhöhung der Transfergeschwindigkeit bei, die im wesentlichen durch die Geschwindigkeit der AS 3 bestimmt wird.

Ausgeschaltet wird FFEA durch B0-Signal (Grundstellung) oder bei eingeleiteter Ausgabe (FFA 1), ohne daß eine Eingabe läuft (/FFE 1) bzw. die Eingabedaten bereits übernommen wurden (FFEIN). Das Einschalten von FFEA ist nur dann möglich, wenn keine Ausgabe läuft (/FFA 1 ∧ /FFA 2). Diese Bevorzugung der Ausgaberichtung wurde gewählt, um dem langsameren Gerät, dem KRS 4200, die Möglichkeit zu geben, während einer Blockübertragung Fehlermeldungen an den PDP 11 zu senden.

Bei der technischen Realisierung der Koppelelektronik wurden Standard-TTL-IS eingesetzt. Der Aufbau der Steuerung erfolgte auf zwei Karteneinschüben (KES) des Systems Ursadat 4000, so daß die Versorgungsspannungen dieses Systems genutzt werden können.
Auf der Seite des PDP 11 wurden auf einer Leiterkarte nur die unbedingt benötigten Bauelemente (Kabelsender, Kabelempfänger) untergebracht. Damit entfiel ein Eingriff in dieses System.
Die Erweiterung des Bildauswertesystems um die peripheren Geräte des KRS 4200 ermöglicht die Bewältigung eines größeren Spektrums von Aufgaben zur Daignosefindung. Die vorgestellte Lösung erscheint vertretbar, da an beiden Rechnern günstige Schnittstellen verhanden sind. Die erreichte Übertragungsgeschwindigkeit von etwa 30 K Worte/s kann als ausreichend betrachtet werden. Bei der Erprobung und dem laufenden Betrieb traten bisher keine Störungen auf.

Literatur

[1] Hohdorf, E.; Beger, W.; Gödicke, F.: Anschluß des Color 21 an das Kleinrechnersystem KRS 4200. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 9, S. 533–535
[2] ESEG-Richtlinie 000.053 „Standard-Interface 2.2" Ausgabe Juni 1971
[3] Weißleder, H.; Kreiling, J.: Störungen in Digitalschaltungen mit TTL-Bausteinen. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 16, S. 520–524
[4] Kühn, E.; Schmied, H.: Handbuch Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

Programmieren von EPROMs

Dipl.-Ing. GERHARD NICKLISCH
und Dr.-Ing. WOLFGANG WINTER
Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der TU Dresden

In diesem Beitrag wird ein mit geringem Aufwand zu realisierendes, mikrorechnergesteuertes Programmiergerät für EPROMs der Typenreihe 2708 (8708) vorgestellt. Dabei werden neben dem Hardware-Aufbau die zur Programmierung erforderlichen Algorithmen und ihre programmtechnische Umsetzung erläutert.

Programmiervorschrift

Die Datenausgänge des unprogrammierten EPROMs 2708 (s. Bilder 1 und 2 und Tafel 1) befinden sich im Zustand 1 (≙ H). Beim Programmieren muß somit log. 0 auf die gewünschten Positionen geschrieben werden. Der dafür erforderliche Ablauf ist im Bild 3 dargestellt. Er ist durch die N-malige, jeweils aufeinanderfolgende Programmierung aller 1 024 Speicherplätze (Byte-Format) des EPROM gekennzeichnet. Die exakten zeitlichen Bedingungen sind dem Bild 4 und der Tafel 2 zu entnehmen.

Während der Adressierung jedes Speicherplatzes wird die am EPROM-Eingang „Program" liegende Spannung U_P für die Zeit t_{PW} auf den Wert U_{IHP} ($25\,V \leq U_{IHP} \leq 27\,V$) angehoben. Außerdem liegt während des gesamten Programmiervorgangs am Eingang $\overline{CS}$/WE die Spannung $U_{\overline{CS}/WE} = U_{IHW}$ ($11{,}4\,V \leq U_{IHW} \leq 12{,}6\,V$).
Der einmalige Durchlauf aller Speicherplätze wird als Programmierschleife bezeichnet. Die Anzahl der erforderlichen Programmierschleifen N hängt von der Programmierimpulsdauer t_{PW} ab. Dabei wird gefordert:

$$N\,t_{PW} \geq 100\,ms \qquad 0{,}1\,ms \leq t_{PW} \leq 1\,ms \qquad (1)$$

Für die vollständige Programmierung eines 2708 ist somit mindestens die Zeit $T_{P\,min}$ erforderlich:

$$T_{P\,min} = 1024 \cdot 100\,ms = 102{,}4\,s \qquad (2)$$

Soll der Speicher unmittelbar nach erfolgter Programmierung gelesen werden, so ist insbesondere auf die Einhaltung der folgenden zwei Bedingungen zu achten:

- Der Übergang $U_{\overline{CS}/WE} = U_{IHW} \rightarrow U_{\overline{CS}/WE} = U_{IL}$ muß nach dem Ende des letzten Programmierimpulses erfolgen.
- Der zu lesende Speicherplatz darf erst nach dem Übergang $U_{\overline{CS}/WE} = U_{IHW} \rightarrow U_{\overline{CS}/WE} = U_{IL}$ adressiert werden.

Werden diese Bedingungen nicht beachtet, so liegen auf Grund von Ladungsansammlungen am Schaltkreisausgang für die Dauer mehrerer Millisekunden ungültige Daten (Verlängerung von t_{DPR}).

Programmiergerät

Das vorgestellte Programmiergerät läßt sich direkt in 8080- oder 8085-Mikrorechnersysteme integrieren. Da die Spannungen U_{CC}, U_{BB} und U_{DD} bei Verwendung von 2708-Bausteinen bzw. des CPU-Schaltkreises 8080 bereits im System existieren, muß nur die Programmierspannung von +26 V zusätzlich erzeugt werden. Das kann z. B. durch einen Transverter geschehen.
Die Schaltung des Programmiergerätes ist in den Bildern 5 und 6 dargestellt [4]. Der erforderliche Hardware-Aufwand konnte gegenüber anderen Varianten [3] durch Verwendung des programmierbaren Peripheriebausteins 8255/8255 A stark reduziert werden.

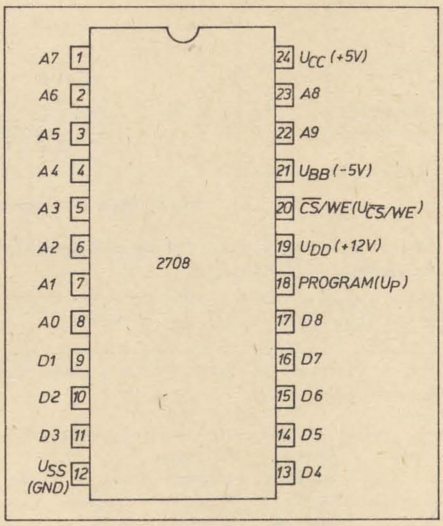


Bild 1: Pin-Belegung des EPROM 2708

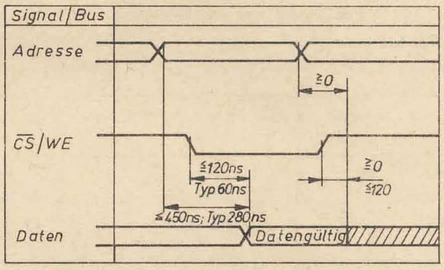


Bild 2: 2708-Lesezyklus (Zeitangaben in ns)

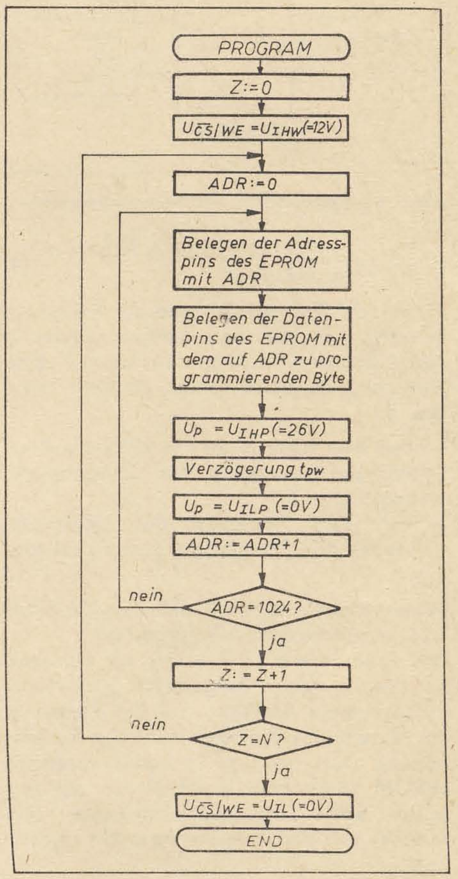


Bild 3: Programmieralgorithmus (s. a. Bild 4, Tafeln 2 und 3)
ADR – EPROM-Adresse (Dezimaldarstellung); Z – Zähler der Programmierschleifen; N – Anzahl der Programmierschleifen; U_P – Spannung am EPROM-Eingang „Program"; $U_{\overline{CS}/WE}$ – Spannung am EPROM-Eingang $\overline{CS}$ WE; t_{PW} – Dauer des Programmierimpulses

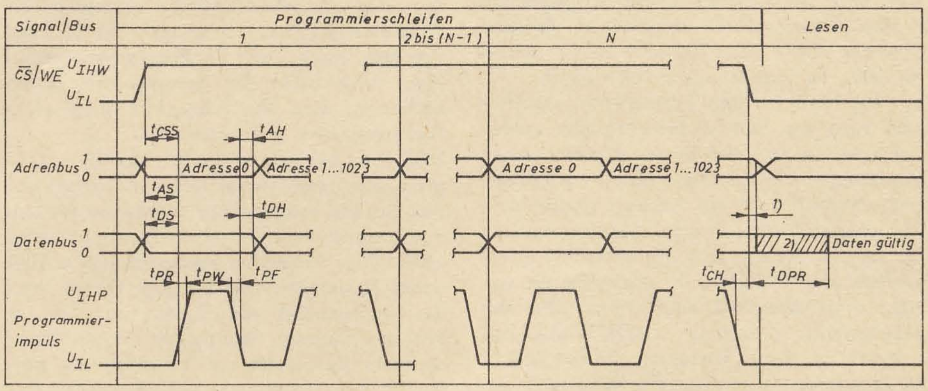


Bild 4: Signalfolge bei der 2708-Programmierung (Zeitangaben in Tafel 3)
[1]) Der Übergang von $U_{\overline{CS}/WE} = U_{IHW} \rightarrow U_{\overline{CS}/WE} = U_{IL}$ muß nach dem Ende des Programmierimpulses und vor einer Adreßänderung erfolgen
[2]) Daten ungültig ▼

Port A sowie die beiden niederwertigen Positionen von Port C (PC1, PC0) des 8255 werden für das Aussenden der EPROM-Adresse benutzt, während der Datentransport in beiden Richtungen über das Port B erfolgt. Die jeweilige Übertragungsrichtung wird durch entsprechende Änderungen des 8255-Steuerwortes eingestellt.

Da der Eingangs-H-Pegel U_{IH} des EPROM im Intervall $3\,V \leq U_{IH} \leq U_{CC} + 1\,V$ liegt, müssen alle Leitungen, die vom 8255 zum Speicher führen, über Pull-up-Widerstände (3,3 kΩ) mit U_{CC} verbunden werden.
Die Positionen PC7 bis PC4 von Port C dienen zur Steuerung der Spannungen U_P und $U_{\overline{CS}/WE}$ (s. Bild 6). Dabei gilt:

$$U_P = \begin{cases} 26\,V, \text{ wenn } \overline{PC5} \wedge PC4 = 1 \\ 0\,V \text{ sonst} \end{cases} \qquad (3)$$

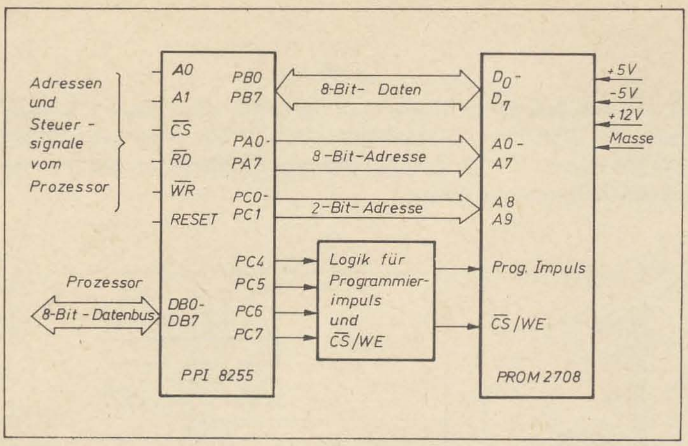


Bild 5: Prinzipdarstellung des Programmiergerätes

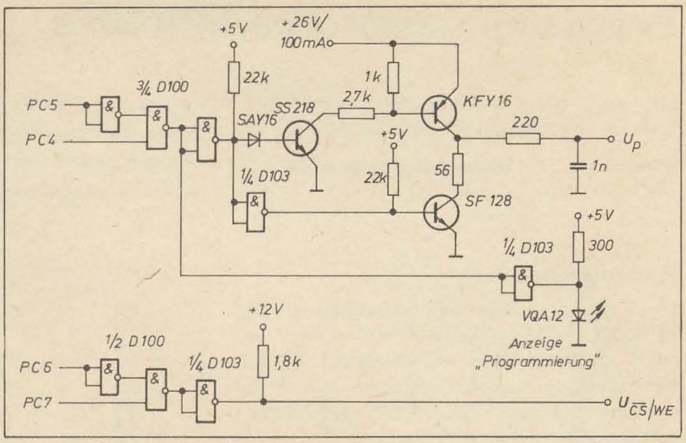


Bild 6: Logik für Programmierimpuls und $\overline{CS}$/WE

$$U_{\overline{CS}/WE} = \begin{cases} 12\ V, \text{ wenn } PC7 \wedge \overline{PC6} = 1 \\ 0\ V \text{ sonst} \end{cases} \quad (4)$$

Es wurden Bitkombinationen zur Steuerung benutzt, um die Spannungen eindeutig durch Software festlegen zu können. Eine Steuerung durch Einzelbits ist nicht möglich, da

– nach dem Rücksetzen des 8255 alle Portleitungen hochohmig sind (Eingaberichtung)
– nach dem Festlegen der Betriebsart (Mode) alle Port-Ausgänge L-Pegel führen.

In der Tafel 3 sind die Funktionen der 8255-Ports zusammenfassend dargestellt.

Das Programmiergerät wurde als Einschub für das im Bild 7 dargestellte 8080-Mehrrechnersystem realisiert. Auf der Frontseite des Einschubes befinden sich die Klemmfassung für den zu programmierenden EPROM sowie zwei Leuchtdioden zur Anzeige des Programmierzustandes (U_P = 26 V) und der Programmierspannung von 26 V.

Tafel 1: Pin-Funktionen des 2708 bei den Betriebsarten Lesen, Programmieren und Deselect

11,4 V ≦ U_{IHW} ≦ 12,6 V; 3,0 V ≦ U_{IH} ≦ U_{CC} + 1 V; U_{SS} ≦ U_{IL} ≦ 0,65 V; 25 V ≦ U_{IHP} ≦ 27 V; U_{SS} ≦ U_{ILP} ≦ 1 V

Pin-Bezeichnung	D0 bis D7	A0 bis A9	Programm	$\overline{CS}$/WE	U_{SS}	U_{BB}	U_{CC}	U_{DD}
Lesen	Datenausgang	Adresseneingang	U_{IL}	U_{IL}	GND	–5 V	+5 V	+12 V
Programmieren	Dateneingang	Adresseneingang	Programmierimpuls	U_{IHW}	GND	–5 V	+5 V	+12 V
Deselect	hochohmig	Don't care	U_{IL}	U_{IH}	GND	–5 V	+5 V	+12 V

Tafel 2: Zeitbedingungen für den Programmier-Algorithmus (s. Bild 4)

t_{AS}	≧ 10 μs
t_{CSS}	≧ 10 μs
t_{DS}	≧ 10 μs
t_{AH}	≧ 1 μs
t_{CH}	≧ 0,5 μs
t_{DH}	≧ 1 μs
t_{DPR}	≦ 10 μs
t_{PW}	= 0,1...1 ms
t_{PR}	= 0,5...2 μs
t_{PF}	= 0,5...2 μs

Tafel 3: Funktionen der drei 8255-Ports

Pi7 bis Pi0 = Bus von Port i (i = A, B, C); A9 bis A0 = EPROM-Adreßbus; D7 bis D0 = EPROM-Datenbus; ∅ = Don't care

	Port i	Mode	Richtung	Steuerwort	Pi7	Pi6	Pi5	Pi4	Pi3	Pi2	Pi1	Pi0	Bemerkung
	A	0	Ausgabe		A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	
Lesen	B	0	Eingabe	82H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
	C	—	Ausgabe		0	0	0	0	∅	∅	A9	A8	U_P = 0 V; $U_{\overline{CS}/WE}$ = 0 V
	A	0	Ausgabe		A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	
Pro-	B	0	Ausgabe		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
gram-	C	—	Ausgabe		1	0	1	0	∅	∅	A9	A8	U_P = 0 V;
mieren				80H									$U_{\overline{CS}/WE}$ = 12 V
	C	—	Ausgabe		1	0	0	1	∅	∅	A9	A8	U_P = 26 V; $U_{\overline{CS}/WE}$ = 12 V

Programmier-Software

Es werden zwei Programmiervarianten PROMPRO 1 und PROMPRO 2 beschrieben. Ihr prinzipieller Aufbau ist in den Bildern 8 und 9 dargestellt.

Im Programm PROMPRO 1 wird exakt die von den Speicherherstellern angegebene Programmiervorschrift eingehalten. Es wurden die Werte N = 200 und t_{WP} = 500 μs gewählt, so daß N t_{PW} = 100 ms gilt.

Im Anschluß an den Programmieralgorithmus wird ein Soll-Istwert-Vergleich vorgenommen. Sollten sich dabei Abweichungen ergeben, so werden diese durch ein Fehlerausgabeprogramm zur Anzeige gebracht.

Wie eigene Versuche und Literaturangaben [4] zeigten, ist es nicht grundsätzlich erforderlich, eine integrale Programmierzeit von 100 ms/Speicherplatz einzuhalten. Das experimentelle Programm PROMPRO 2 berücksichtigt diese Tatsache. Es ermöglicht 16 Programmierversuche PV, wobei für jeden Versuch gilt:

$$N = 12,\ t_{PW} = 150\ \mu s,\ N\ t_{PW} = 1{,}8\ ms$$

Nach jedem Versuch wird getestet, ob die Programmierung des EPROM erfolgreich war (Soll-Istwert-Vergleich). Ist dies nicht der Fall und wurden noch nicht alle 16 Programmierversuche ausgeführt, so erfolgt eine Wiederholung des Programmieralgorithmus.

Bei positivem Testergebnis wird das Programm dagegen nach einem abschließenden, aus Sicherheitsgründen vorgesehenen Programmierzyklus beendet. Sollte der Speicher auch nach 16 Programmierversuchen noch nicht die gewünschten Daten enthalten, wird das Programm nach einer Fehlerausgabe abgebrochen.

Nachfolgend werden die beiden Programmvarianten näher erläutert, wobei auf den bereits vorgestellten Hardware-Aufbau des Programmiergerätes Bezug genommen wird. Die Programmbeschreibung erfolgt durch Struktogramme [1] [2]. Dabei werden weitgehend die Eigenarten des zur Programmierung benutzten 8080-Mikrorechners berücksichtigt. Insbesondere gelten:

A	– 8080-Akkumulator (8 bit)
B, C	– 8080-Register (8 bit)
DE, HL	– 8080-Registerpaare (2 × 8 bit)
⟨HL⟩	– Inhalt des durch das Registerpaar HL adressierten Speicherplatzes (indirekte Adressierung)
IN(Port i)	– Laden des Akkumulators mit dem an Port i des 8255 liegenden Datenwort
OUT(Port i)	– Ausgabe des Akkumulatorinhaltes an Port i des 8255
CALL, UPx	– Aufruf des Unterprogramms UPx
RETURN	– Rückkehr ins Hauptprogramm
Z	– Zero-Flag

Weiterhin sei vereinbart:

- Die zu programmierenden Daten befinden sich im RAM-Speicherbereich (Quellspeicher) mit der Anfangsadresse XXXXH.

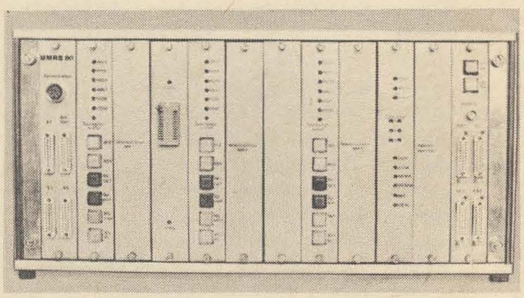


Bild 7: Einsatz des Programmiergerätes in einem 8080-Dreirechnersystem

- Die Adressierung des Quellspeichers erfolgt durch das Registerpaar HL (indirekte Adressierung).
- Die jeweilige EPROM-Adresse befindet sich im Registerpaar DE.
- Das Register B dient als Zähler der Programmierschleifen (N).
- Das Register C dient als Zähler der Programmierversuche (PV).

Die Programme setzen sich aus Haupt- und Unterprogrammen zusammen. Das Hauptprogramm PROMPRO 1 ist im Bild 10 dargestellt. Es ruft nacheinander die Unterprogramme PROGRAM (Bild 11) und FEHLER (Bild 12) auf.

Zu Beginn der Unterprogramme wird entsprechend Tafel 3 die jeweilige Betriebsart des 8255 eingestellt. Die Adresse des EPROM wird über Port A und Port C (Positionen PC1, PC0) bereitgestellt, während Port B entweder zur Datenausgabe oder zum Lesen des Speicherinhaltes dient.

Die Einstellung der Spannungen U_P und $U_{\overline{CS}/WE}$ erfolgt über die Positionen PC7 bis PC4 von Port C. Dabei gilt die in der Tafel 4 gewählte Zuordnung (s. a. Bilder 5, 6 und Tafel 3).

Die Dauer t_{PW} des Programmierimpulses wird im Unterprogramm PROGRAM durch eine Zeitschleife (ZS1) bestimmt. Sie hängt somit von der Taktperiode T des benutzten Rechners ab. Der hier gewählte Startwert A = 35H für $t_{PW} = 500\ \mu s$ bzw. A = 10H für $t_{PW} = 150\ \mu s$ gilt unter der Bedingung $T \approx 500$ ns.

Das Unterprogramm FEHLER vergleicht den Inhalt des EPROM mit den im Quellspeicherbereich befindlichen zu programmierenden Daten. Bei festgestellten Abweichungen werden jeweils die Adresse des fehlerhaft programmierten Speicherplatzes sowie die Soll- und Istdaten ausgegeben (Adresse in DE, Istdaten in A, Solldaten in ⟨HL⟩).

Bild 13 zeigt den Ablauf des Hauptprogramms PROMPRO 2. Es ruft neben den Programmen PROGRAM und FEHLER das zusätzliche Unterprogramm COMPARE (Bild 14) auf. Dieses testet, ob der Speicher bereits vollständig programmiert ist.

Die praktisch ermittelte Programmierzeit beträgt bei Verwendung der Programme PROMPRO 1 und PROMPRO 2 103 s bzw. 5 s (nur ein PV erforderlich). Speicher, die mit Hilfe des Programms PROMPRO 2 programmiert wurden, sind seit einem Jahr in Betrieb und zeigten bisher keine Datenabweichungen. Es sei jedoch darauf hingewiesen, daß die Bauelementehersteller nur bei Verwendung des im Programm PROMPRO 1 benutzten Algorithmus ($N\,t_{PW}$ = 100 ms) eine Garantie für die Programmierbarkeit der Speicher übernehmen. Das Programm PROMPRO 2 trägt somit experimentellen Charakter. Es läßt sich jedoch durch Ändern der Zählschleifenwerte an die Herstellerforderungen anpassen.

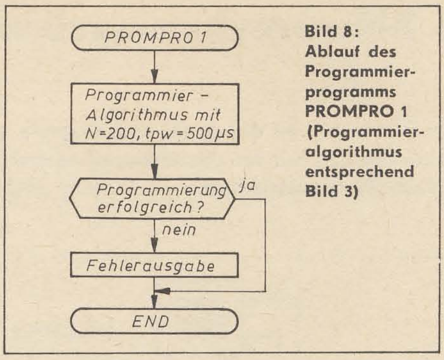


Bild 8: Ablauf des Programmierprogramms PROMPRO 1 (Programmieralgorithmus entsprechend Bild 3)

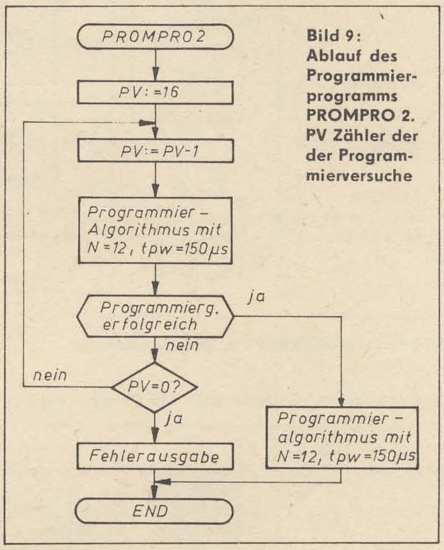


Bild 9: Ablauf des Programmierprogramms PROMPRO 2. PV Zähler der der Programmierversuche

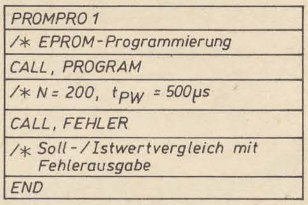


Bild 10: Hauptprogramm PROMPRO 1

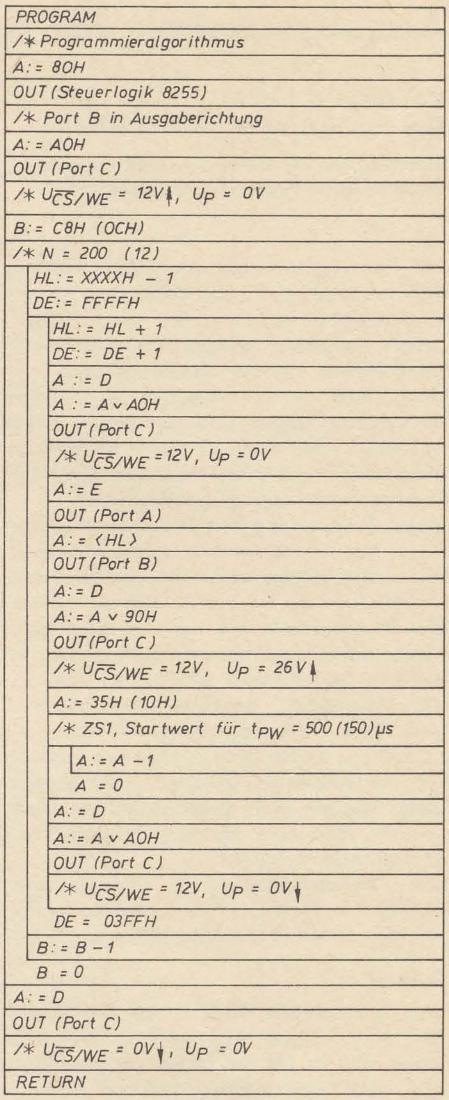
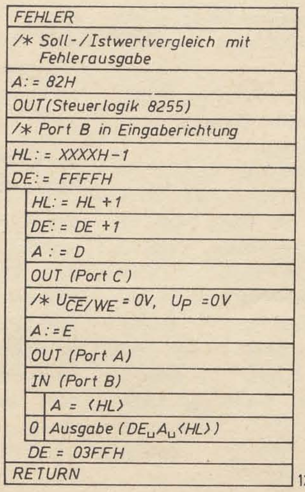


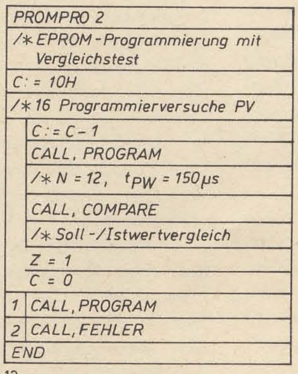
Bild 11: Unterprogramm PROGRAM

Tafel 4: Steuerung der Spannungen U_P und $U_{\overline{CS}/WE}$ durch PC7 bis PC4 (Port C)

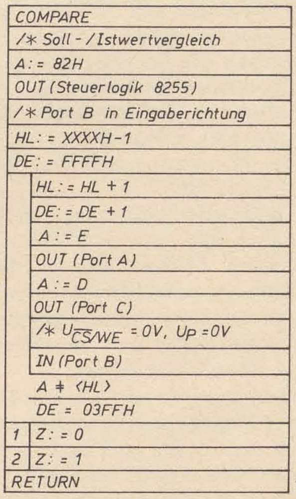
PC7 bis PC4	U_P	$U_{\overline{CS}/WE}$
AH	0 V	12 V
9H	26 V	12 V
sonst	0 V	0 V



12



13



14

Bild 12: Unterprogramm FEHLER (Bild links)

Bild 13: Hauptprogramm PROMPRO 2 (Bild mitte)

Bild 14: Unterprogramm COMPARE (Bild rechts)

Literatur

[1] Herrmann, W.: Technik der Mikrorechner. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 2, S. 91 bis 94; H. 3, S. 163–166; H. 4, S. 227–230; H. 5, S. 301 und 302; H. 6, S. 367 und 368, 377 und 378

[2] Schnupp, P.; Floyd, Ch.: SOFTWARE – Programmentwicklung und Projektorganisation. Berlin, New York: de Gruyter 1976

[3] Kübart, R.; Niklisch, G.: PROM-Programmiergerät. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 225–227

[4] Licht, U.: PROMs mit geringem Schaltungsaufwand programmiert. Elektronik 27 (1978) H. 8, S. 61–63

Anzeigeeinheit für das Mikrorechnersystem K 1520

Dipl.-Ing. HELMUT STERL und
Dipl.-Ing. DANKWARD KURZE

Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt

In Anlehnung an das in [1] beschriebene mikrorechnergesteuerte Datensichtgerät wurde eine Steckeinheit für das Mikrorechnersystem K 1520 entwickelt, die den Anschluß eines (Farb-)Fernsehempfängers als Display an dieses System gestattet.

Mit dem K 1520 steht ein leistungsfähiges Mikrorechnersystem zur Verfügung, das in einer Vielzahl von Bereichen der Volkswirtschaft eingesetzt werden kann. In vielen Einsatzfällen ist ein direkter Dialog zwischen Bediener und Rechner erforderlich. Bildschirmanzeigen sind für diesen Zweck besonders vorteilhaft, da sie in Verbindung mit einer Eingabetastatur einen optimalen Informationsaustausch gewährleisten.
Unter Verwendung der Anzeigeeinheit des in [1] beschriebenen mikrorechnergesteuerten, fernsehkompatiblen Datensichtgerätes FKB 80-1 wurde für den K 1520 eine Steckeinheit entwickelt, die den Anschluß eines handelsüblichen Fernsehempfängers zur Informationsdarstellung ermöglicht. Damit ist die Möglichkeit gegeben, ein industriell gefertigtes Mikrorechnersystem vom Typ K 1520 mit einem Bildschirmzusatz auszurüsten. Es werden die gleichen Leistungsparameter wie mit dem oben genannten Gerät erreicht, das eine spezielle Mikrorechnerkonfiguration erfordert.
Die Bauelemente der Anzeigeeinheit FKB 80-2 befinden sich auf zwei Leiterplatten der Größe 215 mm × 170 mm.

Aufbau

Den prinzipiellen Aufbau der Anzeigeeinheit zeigt Bild 1. Aufbau und Wirkungsweise sind in [1] detailliert dargestellt, so daß eine Funktionsbeschreibung hier nur sammenfassend erfolgt.
Die Bilderzeugung erfolgt nach dem Zeilenrasterverfahren, wobei die Rasterfrequenzen denen der europäischen Fernsehnorm (CCIR) entsprechen. Auf das beim Fernsehen übliche Zeilensprungverfahren wurde verzichtet, um Flimmererscheinungen zu unterdrücken. Beide identische Halbbilder werden übereinandergeschrieben. Die Zeilenzahl reduziert sich somit auf 313. Das von der Anzeigeeinheit bereitgestellte Videosignal (BAS oder RGB) gestattet die Ansteuerung des Fernsehgerätes an einem entsprechenden Videoeingang.
Im Taktgenerator werden alle für die Bilderzeugung notwendigen Impulsfolgen aus einem Grundtakt von 10,5 MHz abgeleitet. Hierzu gehören neben Synchron- und Austastimpulsen die Adreßsignale zur Auswahl des Kodewortes aus dem Bildwiederholspeicher und zur Zeilenauswahl im Zeichengenerator. Der Taktgenerator ist unabhängig vom Mikrorechnertakt und mit diesem nicht verkoppelt.
Der Bildwiederholspeicher enthält die Kodewörter aller auf dem Bildschirm darzustellenden Zeichen. Die im Bildwiederholspeicher gespeicherte Information wird synchron zur Rastererzeugung mit Hilfe der vom Taktgenerator bereitgestellten Adreßsignale zyklisch ausgelesen.
Im Videogenerator werden die Kodewörter in ein Helligkeitssignal umgewandelt und mit den Austast-(A) und Synchon-(S)Impulsen zum BAS-Signal gemischt. In dieser Baugruppe erfolgt weiterhin die Dekodierung von Steuerzeichen, durch die die Steuerung der Farbkanäle ermöglicht wird und der Text invertiert (schwarze Zeichen auf farbigem Hintergrund) oder blinkend dargestellt werden kann. Als Zeichengenerator wurde ein EPROM-Baustein eingesetzt. Dadurch ist es möglich, entsprechend dem Anwendungsfall einen spezifischen Zeichensatz vorzusehen (neben lateinischen Buchstaben z. B. kyrillische oder spezielle Sonderzeichen).

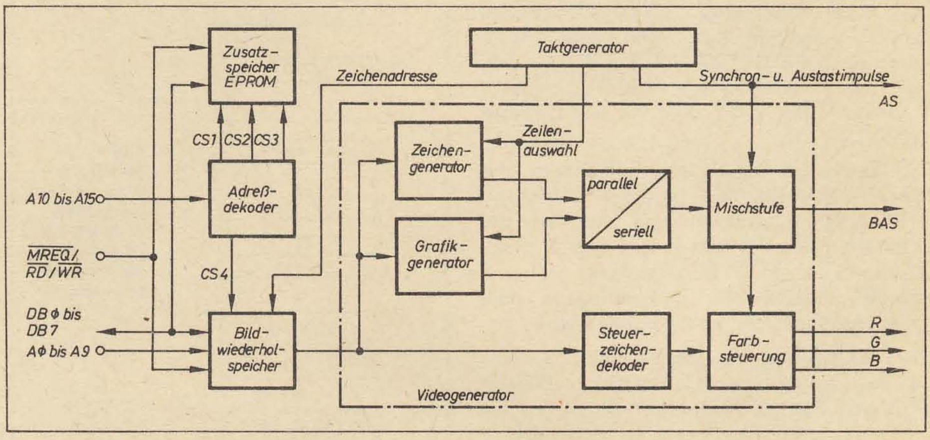


Bild 1: Blockschaltbild der Bildschirmeinheit

Charakteristische Eigenschaften und Darstellungsmöglichkeiten der Bildschirmeinheit

Prinzip der Bilderzeugung	Zeilenrasterverfahren, europäische Fernsehnorm ohne Zeilensprung (zwei identische Halbbilder)
Ausgangssignale	BAS-Signal: 1 V (SS) für Ansteuerung von Schwarzweißgeräten RGB-Signal: TTL-Pegel, in Verbindung mit spezieller Videoleiterplatte zur Ansteuerung von Farbfernsehgeräten
Bildaufteilung	16 Schriftzeilen mit je 64 Zeichen = 1024 Zeichen je Bildschirm
Aufteilung des Zeichenfeldes	7 × 14 Bildpunkte für gesamtes Zeichenfeld (mit Zwischenraum) 5 × 8-Punkte-Matrix für Zeichendarstellung 2 × 3 Teilfelder je Zeichenfeld für grafische Symbole
Zeichenvorrat	96 alphanumerische Zeichen (ASCII); 64 grafische Symbole
Darstellungsarten (durch Steuerzeichen einstellbar)	
Farbe	weiß, gelb, cyan, grün, purpur, rot, blau, schwarz
Invertierung	Darstellung schwarzer Zeichen auf weißem bzw. farbigem Hintergrund
Blinken	blinkende Darstellung von Zeichengruppen (Signalwirkung)
Marke (Cursor)	gibt Schreibposition an, wird wie alphanumerisches Zeichen abgespeichert und von Software gesteuert
Stromversorgung	+5 V, maximal 1,5 A +12 V, maximal 250 mA −5 V, maximal 150 mA

Die Tafel faßt die charakteristischen Eigenschaften und die Darstellungsmöglichkeiten der Bildschirmeinheit zusammen.
Das Prinzip der Anzeigeeinheit beruht auf der Darstellung des Inhaltes eines Speicherbereiches (1 K Byte) in Form von alphanumerischen bzw. grafischen Zeichen auf dem Bildschirm. Die Bildschirmbaugruppe wird also als RAM-Bereich in das System eingeordnet, wobei der Anwender den Adreßbereich frei wählen kann. Auf der Steckeinheit wurde hierfür ein Adreßdekoder vorgesehen, der einen 4-K-Byte-Bereich auswählt. Davon wird 1 K Byte vom Bildwiederholspeicher (RAM) belegt. 3 K Byte sind für drei EPROM-Bausteine reserviert, die ebenfalls auf der Steckeinheit Platz finden. Sie können im Bedarfsfall z. B. Unterprogramme für die Steuerung der Informationsdarstellung enthalten.
Der Anschluß des Fernsehgerätes wird über einen separaten Steckverbinder realisiert. Ein Videosignal (BAS) steht für die Ansteuerung eines Schwarzweißgerätes zur Verfügung (Videoeingang). Der Anschluß eines Farbfernsehempfängers erfolgt über eine spezielle Videoleiterplatte, die mit den Signalen R, G, B sowie Austast- und Synchronsignalen angesteuert wird (TTL-Pegel).

Anschluß an das Mikrorechnersystem und Anwendungsmöglichkeiten

Die eigentliche Schnittstelle zwischen Mikrorechner und Display-Baugruppe bildet der Bildwiederholspeicher. Er kann vom Mikrorechner wie jeder andere Operativspeicher des Systems gelesen und beschrieben werden. Die Darstellung der Information auf dem Bildschirm erfolgt autonom und wird bei Rechnerzugriff für die Dauer der Lese- bzw. Schreibbefehle unterbrochen.
Die Wahl des Adreßbereiches des Anzeigespeichers erfolgt mit Hilfe von Draht-

brücken in der Adreßdekoderbaugruppe. Beide Leiterkarten können an beliebiger Stelle des Mikrorechnereinschubes angeordnet werden. Die notwendigen Verbindungen zwischen beiden Platten werden über eine separate Verdrahtung des Koppelbusses hergestellt (Bild 2).

Die Software für die Steuerung der Anzeigeeinheit wird weitgehend vom Anwendungsfall bestimmt.

Grundsätzlich zeichnen sich zwei charakteristische Einsatzmöglichkeiten ab. Die erste Variante sieht in Verbindung mit der CPU-Karte die Nutzung der Bildschirmbaugruppe als autonomes Datensichtgerät vor (K-1520-System in Minimalkonfiguration). Auf diese Weise entsteht aus drei Steckeinheiten (zwei Platten Anzeigeeinheit und eine ZRE K 2521) ein selbständiges Sichtgerät. Die Dialogfähigkeit des Displays wird z. B. durch den Anschluß einer Tastaturbaugruppe (Anschlußsteuerung ATD K 7026) erreicht.

In diesem Einsatzfall übernimmt der Mikroprozessor lediglich Bildschirmsteueraufgaben und die Steuerung des Datenaustausches zu den angeschlossenen Systemen. Das dafür notwendige Programm entspricht dem des FKB 80-1 und wird in den auf der Steckeinheit ZRE vorhandenen Festwertspeichern untergebracht.

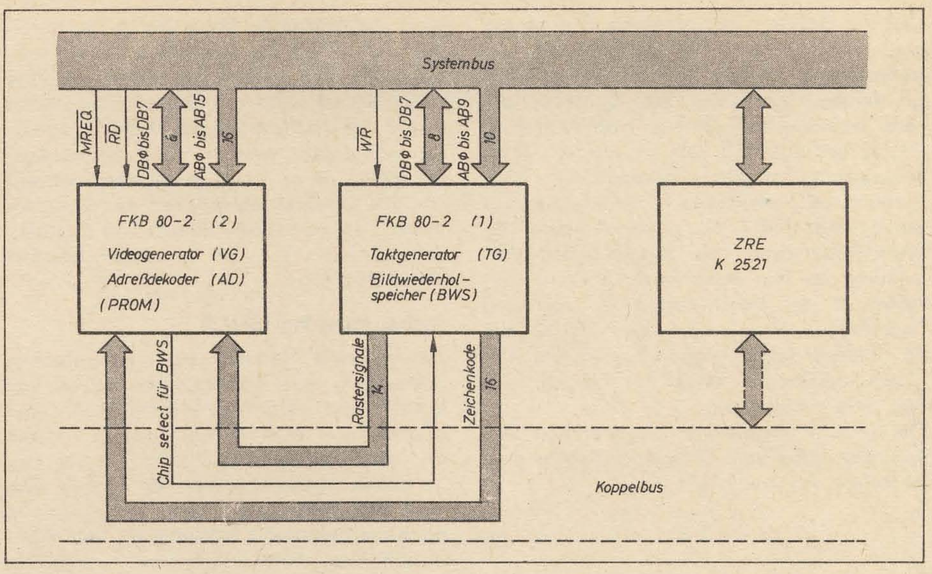


Bild 2: Anschluß an das Mikrorechnersystem

Der zweite typische Einsatzfall ist die Nutzung der Baugruppe als Displayzusatz für ein ausgebautes Mikrorechnersystem. Hier übernimmt der Rechner hauptsächlich Prozeßsteueraufgaben, wobei die Bildschirmeinheit als Anzeigeinstrument dient. Die für die Bilddarstellung notwendige Software ist stark von der Steueraufgabe abhängig und ist Bestandteil des jeweiligen Betriebssystems.

Literatur

[1] Sterl, H.; Franke, K.: Mikrorechnergesteuertes fernsehkompatibles Datensichtgerät. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 4, S. 235–240

[2] Bader, B.: Mikrorechnersystem K 1520. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 10, S. 615 bis 620

Passiver Verzögerungsmodul für digitale Signale

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Auch im Zeitalter der Mikroelektronik sind in zeitgesteuerten digitalen Geräten passive Verzögerungsleitungen (Laufzeitketten) entweder zur Erzeugung bzw. Formung von Impulsfolgen oder zur Verzögerung eines Signals unumgänglich, die sich durch geringe Toleranz und hohe Langzeitstabilität der Verzögerungszeit auszeichnen.
Neue Entwicklungen von Verzögerungsleitungen sind im In-line- bzw. Dual-In-line-Gehäuse im Angebot und basieren auf LC-Ketten, die mit diskreten bzw. verteilten Kapazitäten aufgebaut wurden. Eine weniger bekannte Ausführung in Modulbauweise stützt sich auf die Verzögerungszeit von HF-Kabeln. Zu diesem Zweck werden verdrillte Zweidrahtleitungen aus Kupferlackdrähten verwendet, die auf einen gemeinsamen Wikkelkörper aufgewickelt werden.

Wellenwiderstand und Verzögerungszeit

Für kurze Abschnitte und geringen Verdrillungsgrad kann eine verdrillte Leitung als Paralleldrahtleitung angesehen werden, so daß der Wellenwiderstand näherungsweise mit Gl. (1) berechnet werden kann.

$$Z_0 \approx \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_{r\,eff}}} \ln\left(\frac{2a}{d}\right) \qquad (1)$$

Die wirksame Dielektrizitätskonstante $\varepsilon_{r\,eff}$ ergibt sich aus den relativen Dielektrizitätskonstanten der Drahtisolation und der die beiden Leiter umgebenden Luft.
Aus Gl. (1) resultiert u. a. die Abhängigkeit des Wellenwiderstandes vom Verdrillungsgrad. Im Bild 1 wurde Z_0 für einen interessierenden Wertebereich berechnet und dargestellt. Weil sich der Wellenwiderstand erst nach der Division durch $\sqrt{\varepsilon_{r\,eff}}$ ergibt, steht an der Ordinate die Größe $Z_0 \sqrt{\varepsilon_{r\,eff}}$. Um ein gewisses Gefühl für den Einfluß der Lackschicht und des Verdrillungsgrades auf den Wellenwiderstand zu bekommen, wurden einige Meßreihen mit verändertem Drahtdurchmesser und veränderter Verdrillung durchgeführt. Als Lackdraht wurde eingesetzt: Runddraht Lelz 0,3 Cu TGL 8402, Polyurethan (0,3 ≙ Drahtdurchmesser von 0,3 mm). Der Drahtdurchmesser wurde zwischen 0,1 mm und 0,4 mm variiert.
In der Tafel sind einige technische Kennwerte der untersuchten Muster zusammenfassend angegeben. Der Wellenwiderstand ist auf Grund der dünnen Lackschicht sehr niedrig. Eine wesentliche Erhöhung ist nur mit einer dickeren Isolierstoffhülle aus Plastmaterialien möglich. Da bei allen Drähten der gleiche Isolierlack ($\varepsilon_r = 3{,}5$ bis 3,9) und Verdrillungsgrad wirksam ist, ist die Änderung des Wellenwiderstandes auf die veränderte Dicke der Lackschicht

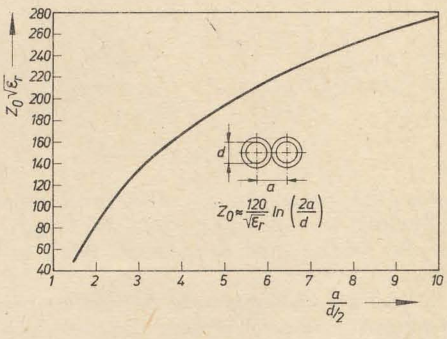


Bild 1: Wellenwiderstand verdrillter Leitungen als Funktion der Leitergeometrien

Einige technische Kennwerte ausgemessener Verzögerungsmodule

Drahtdurchmesser d in mm (Nennwert)	Isolationsdicke d_i in mm (Nennwert)	$\frac{2a}{d}$	τ in ns/m (gemessen)	Z_0 in Ω (gemessen)	Z_0 in Ω (berechnet)	Abweichung Messung/Berechnung in %
0,40	0,030	2,15	6,5	38,0	46,5	22,4
0,30	0,025	2,17	6,5	41,0	47,0	14,6
0,15	0,020	2,27	6,5	48,0	49,7	3,5
0,10	0,015	2,30	6,5	60,0	50,6	—15,7

und der Drähte zurückzuführen. Die Abweichungen zwischen den gemessenen und berechneten Werten sind durch die Meßgenauigkeit ($\pm 10\,\%$) des Z_0-Meßverfahrens und die verwendete Näherungsgleichung bedingt [Gl. (1) ist nur für Überschlagsberechnungen anwendbar]. Den qualitativen Einfluß des Verdrillungsgrades auf Z_0 zeigt Bild 2. Wie erwartet, nimmt der Wellenwiderstand mit zunehmender Verdrillung ab. Für einen bestimmten Widerstand ist der Verdrillungsgrad stets neu festzulegen. Setzt man $Z_0 = 100\,\%$ bei 50 Umdrehungen/m, dann beträgt der Abnahmekoeffizient ungefähr 6,4 % je 100 Umdrehungen/m.

Die Verzögerungszeit je Längeneinheit wird von der effektiven Dielektrizitätskonstante bestimmt. Allgemein gilt

$$\tau = \frac{\sqrt{\varepsilon_{r\,eff}}}{c} \qquad (2)$$

mit $c = 3 \cdot 10^8$ m/s (Lichtgeschwindigkeit).

Für $\varepsilon_{r\,eff} = 3{,}5$ erhält man $\tau = 6{,}2$ ns/m. Wie die Tafelwerte zeigen, wurde eine Verzögerungszeit von $\tau = 6{,}5$ ns/m gemessen. Bei den vier untersuchten Varianten konnte meßtechnisch kein Unterschied in der Verzögerungszeit nachgewiesen werden. Die Gesamtverzögerungszeit eines Moduls läßt sich mit Gl. (3) berechnen

$$t_v = l\frac{\sqrt{\varepsilon_{r\,eff}}}{c} = l\tau \qquad (3)$$

Da im praktischen Einsatzfall zur theoretischen Verzögerungszeit nach Gl. (3) noch ein Beitrag durch die Dämpfung und Flankenverschleifung hinzukommt, ist es realer, für die Dimensionierung eines Moduls die gemessene Verzögerungszeit einzusetzen. Da die Gesamtverzögerungszeit t_v längenproportional ist, läßt sich ein bestimmter Wert auf einfache Weise durch Beschneiden der Länge der verdrillten Leitung abgleichen. Bei großen Verzögerungszeiten (über 100 ns) sollte aus Dämpfungsgründen immer der höchstmögliche Drahtdurchmesser eingesetzt werden. Die Spannungsfestigkeit dieses Verzögerungsmoduls wird von der Durchschlagfestigkeit der Drahtisolation bestimmt. Beim Einsatz von digitalen Schaltkreisen bestehen in dieser Hinsicht keine Probleme.

Aufbauvorschlag (Bild 3)

Zur besseren Handhabung und einfachen Bestückung von Leiterplatten ist es von Vorteil, die verdrillte Leitung auf einen Wickelkörper aus Plastmaterial zu wickeln und dann mit den Anschlußstiften der Trägerplatte zu kontaktieren (s. Bild 3). Die Wicklung kann ein- oder mehrlagig je nach verfügbarem Wickelraum mit handelsüblichen Wickelmaschinen ausgeführt werden. In einem vorbereitenden Schritt ist die verdrillte Leitung als Meterware herzustellen, die bei einer geforderten hohen Genauigkeit der Verzögerungszeit vor dem Wickeln ausgemessen werden sollte. Für normale Anwendungsfälle reicht der Zuschnitt nach Gl. (3a) aus.

$$l = \frac{t_v}{\tau} = \frac{t_v}{6{,}5\ \text{ns/m}} \qquad (3a)$$

In Einzelfällen ist sicherlich ein Schutz des Moduls durch Eintauchen in Kunstharz vorteilhaft.

Es ist nicht zwingend notwendig, die verdrillte Leitung in einem Modul unterzubringen. Genauso gut können andere Bauelemente auf der Leiterplatte als Wickelkörper dienen. Auch die „Freiluftverdrahtung" zwischen Lötstützpunkten ist möglich.

Der vorgeschlagene Verzögerungsmodul ist mit allen bekannten digitalen Schaltkreisfamilien zusammenschaltbar. Der niedrige Wellenwiderstand (um 50 Ω) erfordert aber bei wellenwiderstandsgerechtem Leitungsabschluß den Einsatz von Leistungstreibern. Bild 4 zeigt dazu die einfachste Grundschaltung.

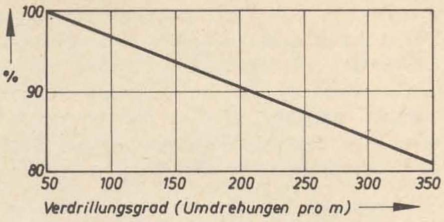


Bild 2: Prozentuale Abnahme des Wellenwiderstandes in Abhängigkeit vom Verdrillungsgrad

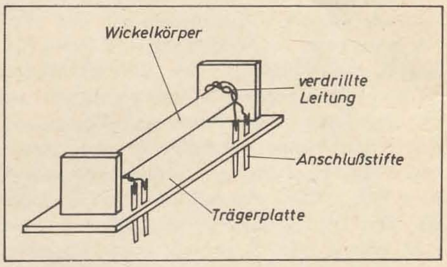


Bild 3: Aufbauvorschlag eines Verzögerungsmoduls mit verdrillter Leitung

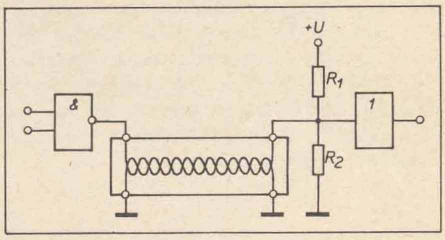


Bild 4: Einsatzprinzip eines Verzögerungsmoduls

Vollelektronische Zündung für Ottomotoren

GERD PIETZSCH

Wegen der guten Ergebnisse, die mit elektronischen Zündanlagen der verschiedensten Prinzipien erreichbar sind (Kraftstoffeinsparung, erhöhte Zuverlässigkeit) wurde die im folgenden beschriebene vollelektronische Zündanlage für einen Vierzylinder-Viertakt-Ottomotor entwickelt, die ohne bewegte mechanische Teile arbeitet. Es werden Zündfunken mit einer Spitzenspannung von etwa 30 kV, einem Spitzenstrom von 7 A und einer Brenndauer von 150 μs erzeugt. Die Zündenergie beträgt mindestens 80 mWs.

Das Funktionsprinzip der vollelektronischen Zündung, die an einem 1 200-cm³-Shiguli-Motor arbeitet, soll anhand von Bild 1 erläutert werden.

Auf der an der Kurbelwelle des Motors befestigten Keilriemenscheibe befinden sich die Geber 1 und 2. Die am Motorblock befestigten Sensoren a und b erzeugen beim Vorbeidrehen der Geber ein elektrisches Signal. Sensor a ist so positioniert, daß er zum frühesten Zündzeitpunkt [$\alpha + \beta$ vor dem oberen Totpunkt (vOT)] ein Signal abgibt, Sensor b zum spätesten Zündzeitpunkt (αvOT).

Im Impulsdiagramm (Bild 2) sind die Signale der Sensoren in Abhängigkeit von der Kurbelwellenstellung dargestellt. Die Signale der Sensoren werden einer elektronischen Schaltung zugeführt, die daraus Zündimpulse für die Thyristoren Th_1 und Th_2 erzeugt, deren Zündwinkel abhängig von der Drehzahl sind. Ein Transverter wandelt die Bordspannung (12...15 V) in eine Gleichspannung von etwa 400 V um. Bei Eintreffen des Thyristorzündimpulses an einem der Thyristoren wird die im Kondensator C gespeicherte Ladungsmenge durch den zugeordneten Impulstransformator [1] [2] an die elektrisch in Reihe liegenden Zündkerzen von Zylinder 1 und 4 bzw. Zylinder 2 und 3 übertragen. An beiden Zündkerzen erfolgt ein Funkenüberschlag, da sich aber nur in einem Zylinder ein zündfähiges Gemisch befindet (im anderen Zylinder ist das Auslaßventil geöffnet, und verbrannte Gase werden ausgestoßen), wird die Verbrennung im zu zündenden Zylinder eingeleitet [3].

Die Aufgabe der elektronischen Schaltung soll am konkreten Beispiel erläutert werden. Für den Shigulimotor sind vom Hersteller die im Bild 3 dargestellten Zündwinkel in Abhängigkeit von der Drehzahl vorgegeben; eine belastungsabhängige Veränderung (Unterdruckverstellung) existiert nicht. Im Diagramm kann man drei Bereiche unterscheiden, Bereich 1: 0 bis 1 000 U/min, Bereich 2: 1 000....4 000 U/min und Bereich 3: 4 000...6 000 U/min. Im Bereich 1 muß die Zündung 5° vOT erfolgen. Die elektronische Schaltung muß also mit der Vorderflanke des Impulses vom Sensor b den Thyristorzündimpuls erzeugen. Im Bereich 3 wird der Thyristorzündimpuls von der Vorderflanke des Impulses des Sensors a abgeleitet. Im Bereich 2 erfolgt eine drehzahlabhängige Verzögerung des Impulses vom Bereich 3.

Das Prinzipschaltbild (Bild 4) zeigt die wesentlichsten Funktionseinheiten der elektro-

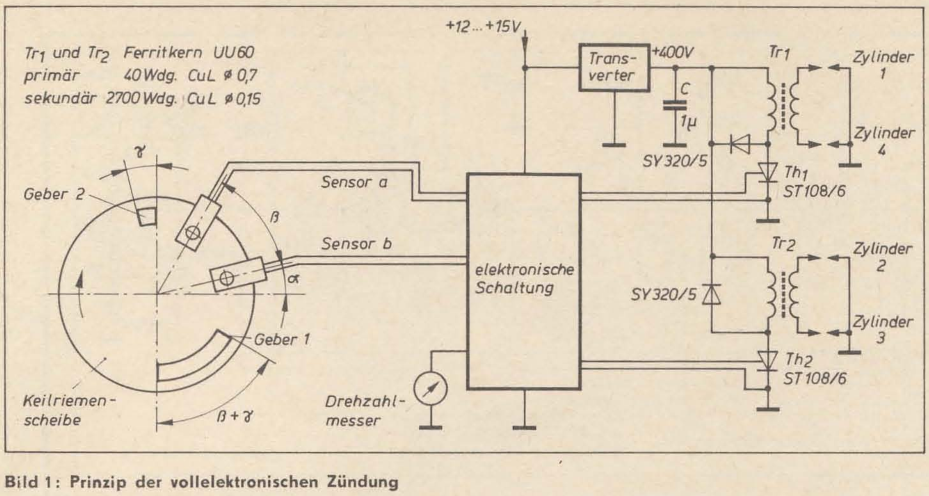


Bild 1: Prinzip der vollelektronischen Zündung

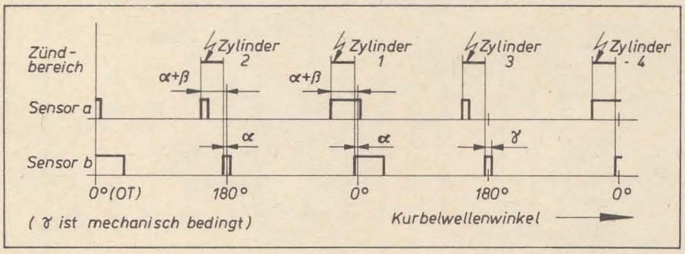


Bild 2: Impulsdiagramm

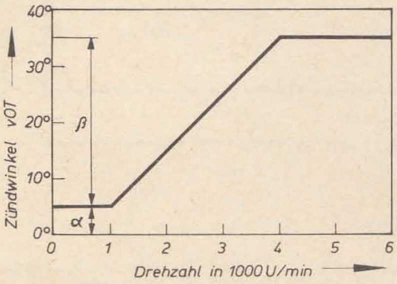


Bild 3: Zündwinkel in Abhängigkeit von der Drehzahl

nischen Schaltung. Nach einer Impulsformung werden die Impulse des Sensors a in eine der Frequenz umgekehrt proportionale Gleichspannung U_1 umgewandelt. Des weiteren schaltet der Impuls vom Sensor a die Ablaufsteuerung ein, die daraufhin die Erzeugung einer Vergleichsspannung U_2 auslöst. Die Spannungen U_1 und U_2 werden miteinander verglichen, und bei $U_2 > U_1$ schaltet der Spannungsvergleicher die Ablaufsteuerung aus. Beim Ausschalten wird die Zeitschaltung für die Thyristorzündimpulsdauer gestartet. Diese wiederum schaltet in Abhängigkeit von der Stellung der Funktionseinheit „Umschaltung zwischen Th_1 und Th_2" die Zündimpulserzeugung für Th_1 bzw. Th_2 ein.

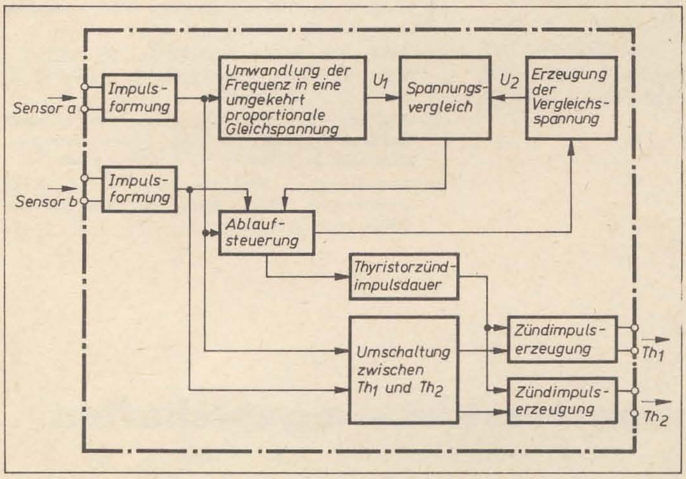


Bild 4: Blockschaltbild

Im Bild 5 sind der zeitliche Verlauf der Vergleichsspannung U_2 sowie die drehzahlabhängige Verzögerung des Zündimpulses im Bereich 2 für vier verschiedene Drehzahlen dargestellt. Im Bereich 1 wird die Ablaufsteuerung durch den Impuls vom Sensor b ausgeschaltet.

Die vollständige elektronische Schaltung ist im Bild 6 dargestellt. Im ausgeführten Beispiel wurde als Sensor die Oszillatorspule eines mit dem Initiatorschaltkreis A 301 aufgebauten Aussetzoszillators verwendet [4]. Als digitale Schaltelemente wurden sowjetische CMOS-Bausteine der Reihe К 176 eingesetzt. Die Entscheidung zugunsten der CMOS-Bausteine wurde auf Grund von großer Störsicherheit, geringer Abhängigkeit der Schaltpunkte von der Temperatur sowie der Unempfindlichkeit bezüglich Betriebsspannungsschwankungen getroffen [5] [6].

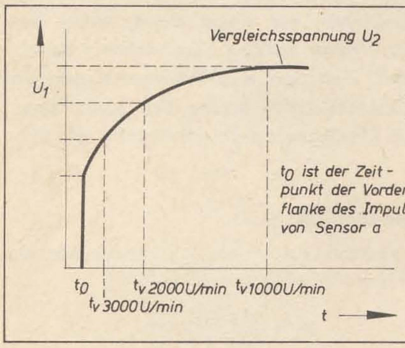


Bild 5: Spannungen am Spannungsvergleicher

Zentraler Teil der Schaltung ist der mit den Gattern G_{13} und G_{14} aufgebaute monostabile Multivibrator (MMV). Angesteuert wird der MMV mit der Vorderflanke des Impulses vom Sensor a (Ausgang Q der IS_1). G_{11} dient der Auskopplung und Invertierung der etwa 4,8 ms langen L-Impulse.

An den Ausgang von G_{11} kann ein Drehspulinstrument (Endausschlag $\approx$ 1 mA) zur Drehzahlanzeige angeschlossen werden. Mit G_{12} erfolgt eine nochmalige Invertierung und anschließend in C_1 eine Integration der auf 7...8 V begrenzten Impulse. An C_1 entsteht die zur Drehzahl umgekehrt proportionale Gleichspannung, die vermindert um U_{BE} von T_1 an R_5 niederohmig zur Verfügung steht (U_1). Diese Spannung über R_5 wird von T_2 mit der Spannung über C_2 verglichen, und im Falle $U_{C2} > U_{R5} + U_{BET2}$ erfolgt die Auslösung des mit T_3 und G_{33} aufgebauten Stromtriggers. Dieser Vergleich kann aber nur zur Auslösung führen, wenn der Ausgang von G_{34} H-Pegel führt. Das erfolgt mit der Vorderflanke des Impulses vom Sensor a. Mit R_7 wird U_{C2} so eingestellt, daß im Bereich 3 eine sofortige Auslösung erfolgt. Das bedeutet, daß an C_2 ständig eine Spannung liegen muß, die gleich der Spannung an C_1 bei 4 000 U/min ist. Am Schleifer von R_6 wird eine Spannung der Größe $U_{C1/1000\,U/min}$ eingestellt. Im Bereich 2 steigt U_{C2} entsprechend der durch C_2, R_8 und R_9 festgelegten Zeitkonstante an, womit die drehzahlabhängige Verzögerung des Zündimpulses realisiert ist.

Im Bereich 1 erfolgt das Umschalten des mit G_{32} und G_{34} aufgebauten FF_1 direkt durch den Impuls vom Sensor b ($\overline{Q}$ von IS_2), während in den anderen Bereichen das Umschalten durch den Stromtriggerausgang G_{33} erfolgt. Die beim Umschalten des FF_1 am Ausgang von G_{34} entstehende HL-Flanke löst den mit T_4 und T_5 aufgebauten MMV aus. Der am Kollektor von T_5 entstehende, etwa 15 μs lange L-Impuls wird in Abhängigkeit von der Stellung des FF_2 über G_{22}, T_6 und Tr_3 zum Th_1 bzw. über G_{21}, T_7 und Tr_4 zum Th_2 geführt. Die Umschaltung von FF_2 geschieht durch NAND-Verknüpfung der Sensorausgänge in G_{31}. Da es nur beim Vorbeidrehen vom Geber 1 zu einer Überlappung der Impulse kommt, ist die eindeutige Zuordnung der Zündimpulse zu den entsprechenden Zylindern gesichert.

Bild 7 zeigt die Schaltung des Transverters, dessen Ausgang bei 25 W Belastung 420 V liefert. Durch Variation der Basiswicklung und des Luftspaltes ist ein Wirkungsgrad von 0,7...0,8 bei 25 W erreichbar.

Problematisch ist der Aufbau der Hochspannungsimpulstransformatoren Tr_1 und Tr_2. Primär- und Sekundärwicklung müssen wegen der erforderlichen festen Kopplung auf einem Schenkel des Ferritkerns UU 60 übereinander angeordnet werden, wobei

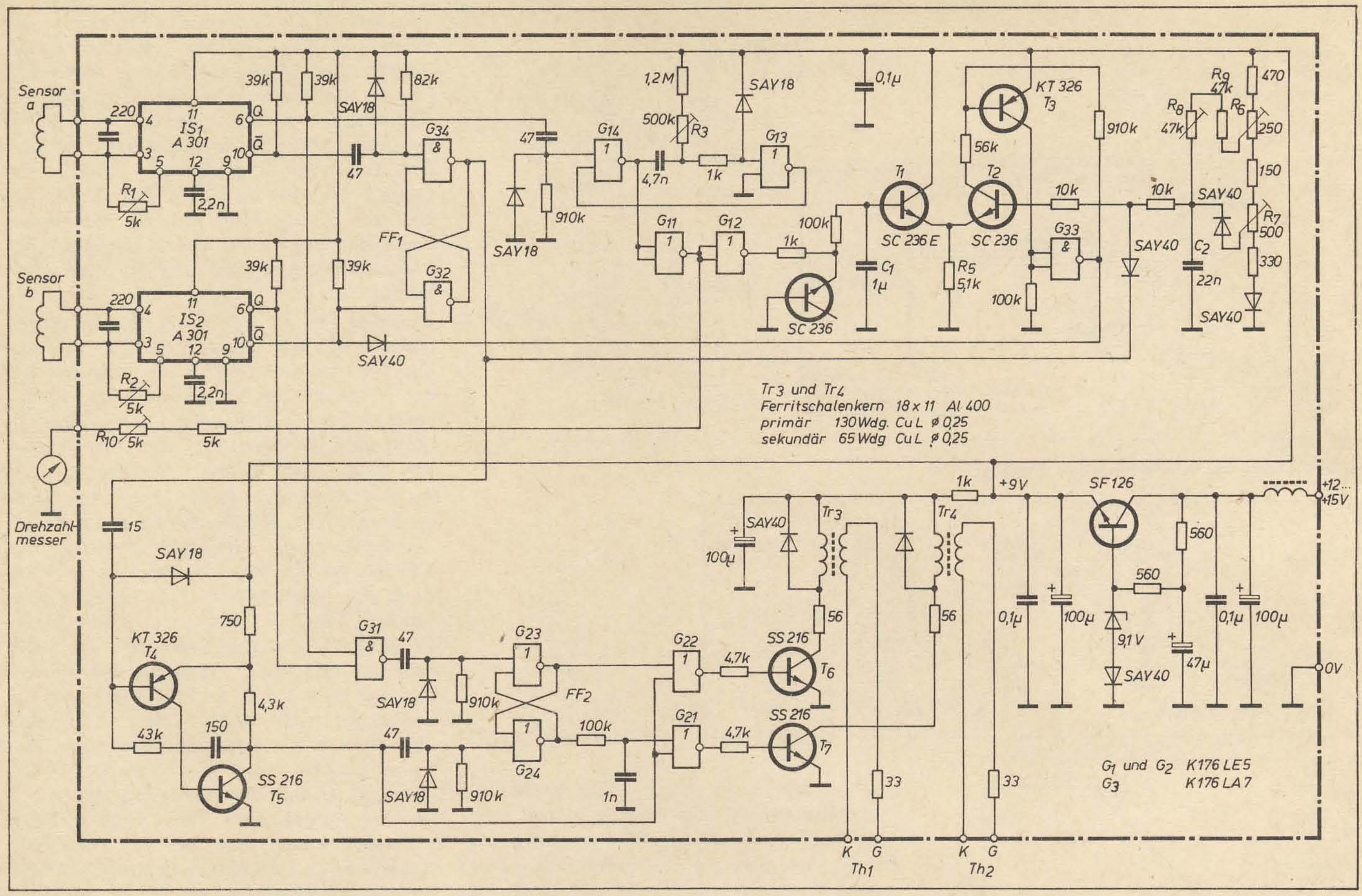


Bild 6: Stromlaufplan der elektronischen Schaltung

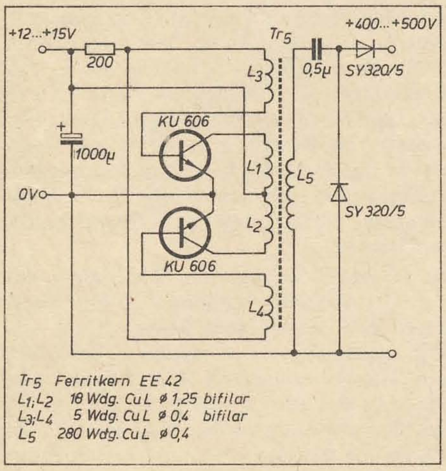


Bild 7: Transverter

beide Enden der Sekundärwicklung mit maximal 30 kV gegen Masse belastet werden.

Der Einsatz der vollelektronischen Zündanlage führte zu einer Kraftstoffeinsparung. Daß magere Gemische sicher verbrannt werden, beweist sich allein dadurch, daß die Leerlaufgemischregulierschraube hineingedreht werden kann, ohne daß sich der Lauf des Motors verschlechtert. Verbessert wurde weiterhin die Laufruhe bei niedrigen Drehzahlen.

Literatur

[1] Kupfer, K.-H.: Thyristorzündung nach Maß. Funktechnik 23 (1968) H. 23, S. 901–904

[2] Kilgenstein, O.: Impulsübertrager mit Ferrit-Kern. Funktechnik 33 (1978) H. 6/7, S. F&E 43–47

[3] Kraftfahrzeug-Elektronikeinheit. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 2, S. 69

[4] Haberland, K.-H.: Anwendung der Initiatorschaltung A 301. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 14, S. 453–458

[5] Graichen, G.: MOS-Schaltungen in komplementärer Technik (CMOS). radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 13, S. 439 und 440

[6] Turinsky, G.: Schaltbeispiele mit CMOS-Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 9, S. 551–555

Elektronischer Schalter mit Operationsverstärkereigenschaften

Dr.-Ing. GÜNTER HALT

Das definierte Ein-, Aus- und Umschalten von Spannungen in der elektronischen Meßtechnik bereitet bei automatischen Vorgängen Probleme, vor allem dann, wenn auf mechanische Kontakte verzichtet werden soll. Der in diesem Beitrag beschriebene Schalter ist für Gleich- und Wechselspannungen geeignet. Zwischen den Differenzeingängen und dem Ausgang besitzt er Eigenschaften eines Operationsverstärkers. Die Sperrdämpfung ist sehr groß. Der Umschaltvorgang kann mit TTL-Signalen vorgenommen werden.

Die Anwendung nichtlinearer Bauelemente in elektronischen Schaltungen ist unumgänglich. In der Verstärkertechnik werden die auftretenden Verzerrungen durch Gegenkopplungen nahezu beseitigt, dagegen ist in der Schaltertechnik die Nutzung der Gegenkopplung zur Linearisierung nicht bekannt. Durch Kombination bekannter Schaltungen aus der analogen Schaltungstechnik lassen sich aber auch Schalter mit linearen Kenngrößen entwickeln. Eine solche Lösung besteht in der Zusammenschaltung von Differenzverstärkern mit einem Operationsverstärker.

Differenzverstärker

Die Verstärkung eines Differenzverstärkers (Bild 1) kann nach der Gleichung

$$v = \frac{I_K R_C}{2U_T + I_K R_E}$$

berechnet werden [1]. Sie ist dem Strom I_K

direkt proportional, und für $I_K = 0$ gilt $v = 0$. I_k wird häufig mit Stromspiegeln realisiert [1] [2], wobei der Referenzstrom durch eine Referenzspannung U_R konstantgehalten wird. Ist die Referenzspannung kleiner als die Basis-Emitterspannung des Transistors T_3, so wird der Strom I_K Null. Eine Änderung der Referenzspannung zwischen den Zuständen $U_R < U_{BE}$ und $U_R = U_{R\,soll} > U_{BE}$ bewirkt eine Änderung der Verstärkung von $v = 0$ auf $v = v_{soll}$.

Operationsverstärker mit vorgeschaltetem Differenzverstärker

Zu den Eigenschaften eines Operationsverstärkers gehört eine sehr große Leerlaufverstärkung. Zusätzliche Differenzverstärker erhöhen zwar die Verstärkung, führen aber zu Stabilitätsproblemen. Aus diesem Grund sollten integrierten Operationsverstärkern wie dem A 109, MAA 741 oder К 140 УД 8 nur Differenzverstärker mit geringer Verstärkung vorgeschaltet werden. Durch das Einfügen der Emitterwiderstände R_{E1} und R_{E2} wird eine Verstärkungsminderung bei gleichzeitiger Linearisierung erreicht (Bild 1).

Stabil ist die Gesamtschaltung erst mit einer Gegenkopplung, die mit den Widerständen R_1 und R_2 realisiert wird (Bild 2). Allerdings ist diese Anordnung nur bedingt als Schalter geeignet. Die Verstärkung $v = U_a/U_1$ wird durch Ausschalten des Stromes I_K zwar Null, am Ausgang liegt jedoch eine der Betriebsspannungen an, weil die Gegenkopplung unwirksam und die Verstärkung des Operationsverstärkers selbst nicht beeinflußt wurde.

Dieser Nachteil kann dadurch beseitigt werden, daß mit dem Abschalten der einen Differenzverstärkerstufe eine andere einge-

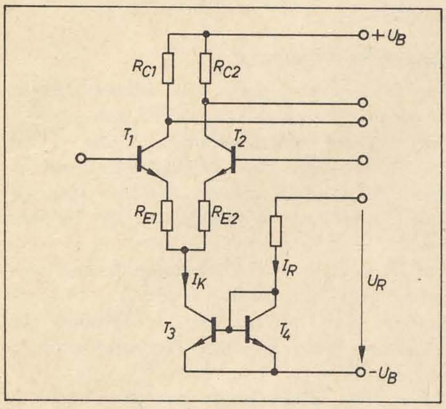


Bild 1: Differenzverstärker

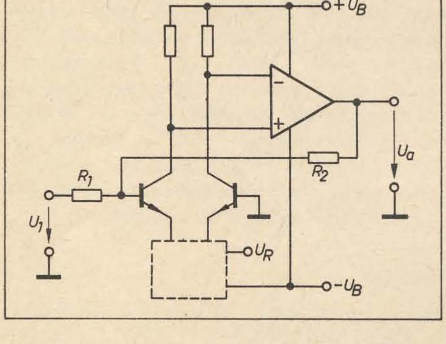


Bild 2: Invertierender Verstärker mit zusätzlicher Vorstufe

Bild 3: Elektronischer Schalter mit zwei Eingängen in invertierender Beschaltung

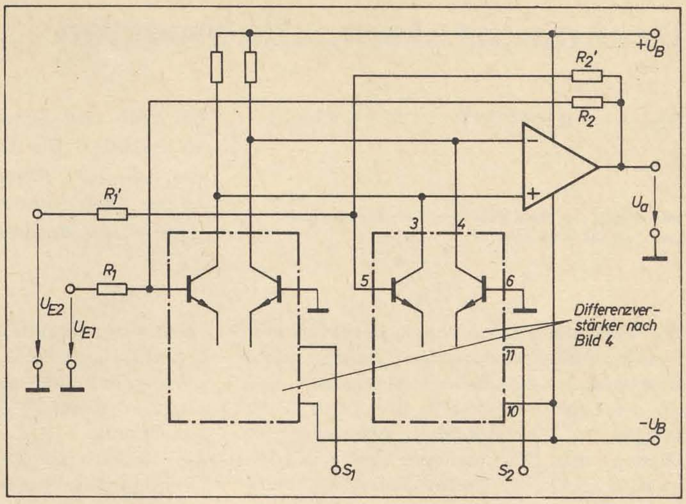
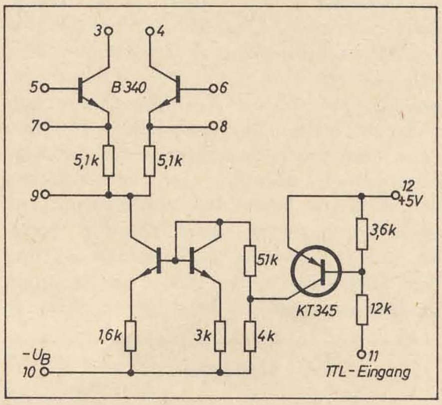


Bild 4: Differenzverstärker für einen realisierten Schalter ▼



schaltet wird, über die dann die Gegenkopplung aufrechterhalten wird.
Mit der Anordnung im Bild 3 kann diese Umschaltung bereits vorgenommen werden. Die Anzahl der parallelgeschalteten Differenzvorstufen muß nicht auf zwei begrenzt sein, so daß mit n Vorstufen ein n-Kanal-Multiplexer entsteht.

Realisierte Schaltung

Bild 4 stellt die realisierte Differenzstufe für die Schalteranwendung dar. Für die Transistoren wurde die IS B 340 eingesetzt, durch die eine kleine Temperaturdrift erreicht wird. Die Emitterwiderstände wurden so gewählt, daß der damit aufgebaute Schalter unter keinen Umständen instabil wird. Zwischen den Anschlußpunkten 7; 8 und 9 läßt sich ein Regelwiderstand einschalten, mit dem ein Offsetabgleich vorgenommen werden kann. Die Konstantstromquelle ist so dimensioniert, daß bei Kollektorwiderständen von etwa 2 kΩ die Spannung an den Punkten 3 und 4 nahe der positiven Betriebsspannung liegt. Dadurch wird auch bei großen Spannungen an einer Basis (Punkte 5 und 6) die Basis-Kollektor-Diode nicht leitend.
Zwei Transistoren der B 340 bilden den Stromspiegel. Das Ein- und Ausschalten des Stromes durch die Differenzstufe erfolgt durch Umschalten der Referenzspannung von +5 V auf $-U_B$. Mit Hilfe des pnp-Transistors KT 345 wird die Anpassung an TTL-Steuersignale realisiert. Die Übertragungseigenschaften des eingeschalteten Zweiges sind denen des verwendeten Operationsverstärkers ähnlich. Mit der MAA 741 können Umschaltgeschwindigkeiten bis etwa 10 kHz ohne wesentliche Flankenverschleifung erreicht werden.

Besonderheiten

Beim Einsatz des elektronischen Schalters sind einige Bedingungen zu beachten. Infolge der hohen Leerlaufverstärkung eines Operationsverstärkers beträgt die Differenzeingangsspannung im normalen Betrieb nur einige μV. Bei einem invertierenden Verstärker besteht trotz der Widerstände (vgl. R_1 und R_2 im Bild 3) keine Rückkopplung des Verstärkerausgangs auf die Eingangsspannungsquelle. An der ausgeschalteten Differenzstufe entsteht eine solche Entkopplung nicht. Zur Beseitigung dieser unerwünschten Rückkopplung sollten daher entweder Quellen mit sehr kleinem Ausgangswiderstand verwendet werden, oder der Schalter ist als nichtinvertierender Verstärker zu schalten.
Weiterhin ist zu beachten, daß die Differenz- oder Gleichtakteingangsspannung um den Betrag einer Diodenflußspannung kleiner als die Betriebsspannung sein muß (unabhängig von den verwendeten Bauelementen), da sonst die Basis-Kollektor-Dioden leitend werden und Verzerrungen verursachen.

Schlußbemerkung

Die beschriebene Anordnung ist sehr universell anwendbar. Mit ihr wurden Multiplexer, umschaltbare Verstärker, Dämpfungsketten, umschaltbare aktive Filter und Integratoren mit Arbeits-, Halte- und Löschphase erfolgreich aufgebaut.

Literatur

[1] Kröbel, H.-E.: Grundschaltungen der analogen integrierten Technik. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 10, S. 621–625 und H. 11, S. 687 bis 691
[2] Friedrich, W.: Schaltungsaufbau integrierter Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 23/24, S. 770–773
[3] Papst, D.: Operationsverstärker. Berlin: VEB Verlag Technik 1973
[4] Halt, G.: DD PS 140 525 H 03 F 3 45

Drehmomentenmeßkassetten

Dipl.-Ing. BERNDT STANDFUSS

Mitteilung aus dem VEB Zentrum Wissenschaft und Technik Dresden

Für Prüf- und Reparaturzwecke von Kassettentonbandgeräten werden spezielle Prüfmittel benötigt. Die Drehmomentenmeßkassette dient zur Überprüfung der Drehmomente am Auf- bzw. Abwickel von Kassettentonbandgeräten. Da Drehmomentenmeßkassetten in der DDR nicht handelsüblich sind, muß sie der Anwender selbst herstellen. Im folgenden werden hierzu einige prinzipielle Aufbauten dieser Meßkassetten beschrieben.

Mit Hilfe der im folgenden beschriebenen Drehmomentenmeßkassette werden ohne Demontage des Laufwerkes aus dem Gerät die Drehmomentwerte durch das Sichtfenster im Kassettenfach abgelesen. Es können die Drehmomente bei „Wiedergabe", „schneller Vorlauf" und „schneller Rücklauf" gemessen werden. Aus diesen Werten kann auf Fehler im Übertragungsweg vom Motor zu den Wickeldornen geschlossen werden. In Servicewerkstätten können mit ihrer Hilfe die Reparaturzeiten wesentlich verkürzt werden, aber auch in Produktions- und Entwicklungsbetrieben von Kassettenlaufwerken werden diese Drehmomentenmeßkassetten mit Erfolg eingesetzt.

Prinzipieller Aufbau von Drehmomentenmeßkassetten

In die standardisierten Kassettenschalen einer Magnetbandkassette K nach TGL 24 522 ist eine Vorrichtung eingebaut, mit der die Momente am Wickeldorn gemessen werden. Das Drehmoment wird auf einen Kassettenwickelkörper übertragen, mit dem eine Feder so weit gespannt wird, bis die Federkraft gleich der Kraft ist, die sich aus dem Moment ergibt, das die Rutschkupplung bzw. der Wickelmotor des Kassettengerätes aufbringt. Meßfehler treten durch Reibung auf. Die Reibung in der Kassette ist deshalb so gering wie möglich zu halten, um die Meßgenauigkeit zu erhöhen. Den einfachsten Prinzipaufbau von Drehmomentenmeßkassetten zeigt Bild 1.

Je nach anliegendem Drehmoment wird der Zeiger mehr oder weniger ausgelenkt. Die wichtigsten Nachteile dieses Aufbaues sind die relativ große Reibung, der kleine Zeigerweg und das daraus resultierende ungenaue Ablesen. Vorteil ist die einfache Herstellung.

Eine weitere Variante zeigt Bild 2. Bei der Drehung des Wickelkörpers wird eine Spiralfeder gespannt, deren inneres Ende am Wickelkörper befestigt und deren äußeres Ende mit einer Öse am Umlenkstift der Kassettenschale gelagert ist. Auf den Wickelkörper ist eine dünne Plastscheibe aufgeklebt, auf die die Skaleneinteilung aufgebracht wird. Den jeweiligen Meßwert kann man durch das Sichtfenster der Kassettenschale ablesen. Zur Verminderung der Reibung kann der Wickelkörper mit einer komplizierten Kugellagerung versehen werden (Bild 3). Zu beachten ist, daß der Wickelkörper bei der Kugellagerung ausreichend radiales Spiel haben muß, um Toleranzen des Laufwerkes auszugleichen. Bei dieser Kugellagerung sollte das Innenmaß der Kassette durch eingeklebte Abstandsrollen festgelegt sein, damit die Kugeln nicht klemmen, wenn Druck auf die Kassettenschalen ausgeübt wird.

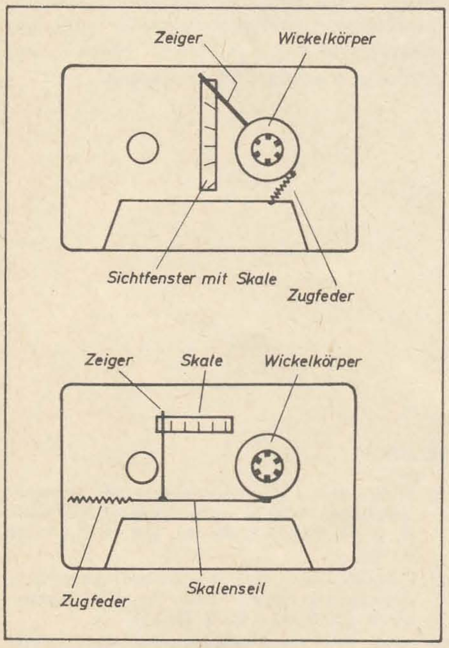


Bild 1: Einfache Prinzipdarstellung von Drehmomentenkassetten mit Zugfeder

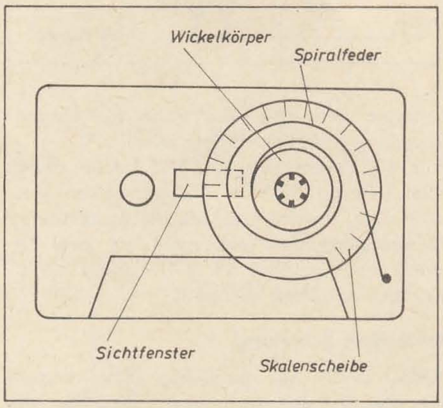


Bild 2: Drehmomentenkassette mit Spiralfeder

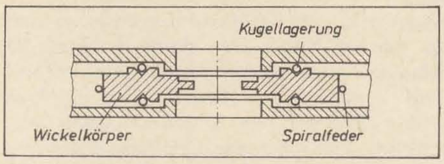


Bild 3: Schnitt durch einen kugelgelagerten Wickelkörper einer Drehmomentenkassette nach Bild 2

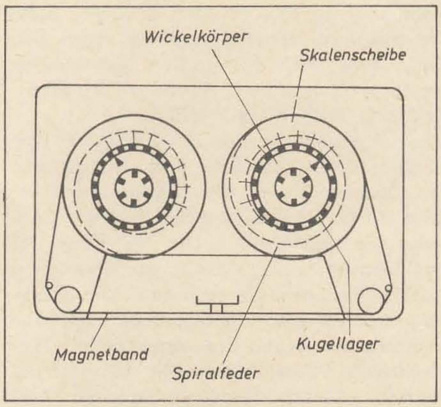


Bild 4: Drehmomentenmeßkassette nach [2]

Die Reibungsverluste dieser Kassette sind etwas geringer als die der Varianten von Bild 1. Die Skale ist gut abzulesen, da sie fast den gesamten Umfang der Skalenscheibe einnimmt.

Eine aufwendige Drehmomentenmeßkassette, die mit einfachen Mitteln nicht nachgebaut werden kann, da verschiedene komplizierte Plastspritzteile zu ihrem Aufbau nötig sind, zeigt Bild 4. Auf den eigentlichen Wickelkörpern sind die Skalen mit Hilfe von Kugellagern drehbar gelagert. Zwischen Wickelkörper und Skale befindet sich eine Spiralfeder. Der Zeiger ist auf den Wickelkörper aufgedruckt. Im Gegensatz zu den Kassetten von Bild 1 und Bild 2 befinden sich in dieser Kassette zwei Wickelkörper und zwei Skalen. Außen auf den Stirnseiten der Skalen befinden sich einige Windungen Magnetband. Während der Messung drehen sich die Wickel. Auf Grund der ständigen Bewegungen der Wickel werden die durch Haftreibung entstehenden Meßfehler vermieden. Um die Meßwerte ablesen zu können, befindet sich die Meßeinrichtung in glasklaren Kassettenschalen.

Betriebsberfahrungen

Die Rutschkupplungen bzw. Wickelmotoren in Kassettenlaufwerken sollen bei normalem Vorlauf ein Drehmoment von 3 bis $5 \cdot 10^{-3}$ Nm an den Wickeldornen erzeugen. Bei den schnellen Durchläufen soll das Moment am Wickeldorn $> 8 \cdot 10^{-3}$ Nm sein.

Bei Versuchen mit Drehmomentenmeßkassetten nach den Bildern 1 und 2 stellte sich heraus, daß infolge der Haftreibung die Meßwerte eine gewisse Streuung aufweisen.

Zur groben Überprüfung der Drehmomente eines Kassettengerätes genügt jedoch eine derartige Drehmomentenkassette. Dabei ist es günstig, den Bereich 3...5 mNm und ≥ 8 mNm farbig hervorzuheben, so daß man nur eine Aussage über nicht ausreichende bzw. ausreichende Momente bekommt. Eine Skale mit Zahlenwerten könnte dann entfallen. Genauere Messungen erlaubt die Kassette nach Bild 4, deren Meßgenauigkeit $\pm 1{,}5\,\%$ beträgt. Im günstigsten Fall wurde mit einer selbstangefertigten Drehmomentenmeßkassette eine Genauigkeit von $\pm 2\,\%$ erreicht.

Literatur

[1] Finke, K.-H.: Fono- und Tonbandgeräte-Service. Berlin: VEB Verlag Technik 1975

[2] Cassette Torque Meter 811 CTM. Firmenunterlagen Philips.

Fernseh-Radiorecorder-Kombination 5 P – 27 G

Äußeres, Funktionsumfang

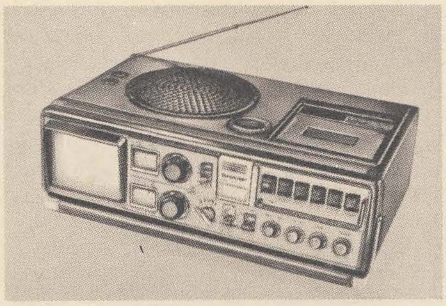
Mit diesem Gerät der japanischen Fa. Sharp steht im Handel erstmals eine Kombination zur Verfügung, die sich transportieren und gegebenenfalls auch netzfrei betreiben läßt. In dem nicht gerade extrem kleinen Volumen von 452 mm × 134 mm mal 282 mm sind ein Schwarzweiß-TV-Empfänger mit 104 mm Bilddiagonale, ein UKW-M-L-Empfänger und ein Kassettengerät mit Bandzählwerk, Aussteueranzeige, Abschaltautomatik und eingebautem Mikrofon untergebracht. Die NF-Ausgangsleistung beträgt 3 W. Die Transportlage entspricht der üblicher Koffergeräte; 6,2 kg sind nur wenig mehr Masse als die mancher größerer Rundfunk-Kofferempfänger. In der horizontalen Gebrauchslage strahlen die beiden Lautsprecher nach oben ab. Links auf der schmalen, langgestreckten Frontseite liegt der Bildschirm. Sein Blendrahmen ist so breit, daß es im Stehen bereits schwierig wird, das volle Bild zu erfassen.

Der Kassettenteil ist rechts oben angeordnet. Schwarzer bzw. metallisierter Kunststoff und die leichtgängigen Bedienelemente verleihen dem Gerät ein ansprechendes Äußeres. Die Skalenfenster sind relativ klein; für die Abstimmung wurden Trommelskalen eingesetzt.

Einsatzerfahrungen, Gebrauchswert

Die Kombination läßt sich sowohl am 220-V-Netz als auch an einer externen 12-V-Batterie betreiben. Nachteilig ist die für diese beiden Betriebsarten mögliche Gefahr beim versehentlichen gleichzeitigen Einführen beider Stecker – in der Beschreibung wird dieser Fall als unzulässig angegeben. Die interne Speisung aus neun Monozellen kann nach den ermittelten Betriebswerten als durchaus akzeptabel angesehen werden, was den Fernsehteil angeht. Bereits bei 6,2 V (230 mA) war Bildwiedergabe möglich; unterhalb von 8,2 V (330 mA) verkleinerte sich allerdings das Bild. Bei 12 V waren 460 mA nötig, und bei 13,5 V erreichte die Stromaufnahme 480 mA. Man kann also notfalls mit zwei provisorisch angeschlossenen Flachbatterien durchaus noch einen verregneten Zeltabend retten! Überraschend hoch lag – verglichen mit üblichen Erfahrungswerten – der (Ruhe!)-Strombedarf bei Rundfunkempfang: 116 mA bei 12 V, 78 mA noch bei 9 V.

Die Fernseh-Empfangsergebnisse können bei entsprechenden Bedingungen (Senderentfernung und Gebäudeeigenschaften) schon mit der Stabantenne als gut bezeichnet werden. Bei UKW traten wieder die im Berliner Raum schon geläufigen Kreuzmodulationserscheinungen auf, und auch der Bereich oberhalb 100 MHz war mit Mischprodukten belegt. Auf Mittelwelle erwies sich der Lokal-Fern-Schalter zum Ausblenden von Störungen (mechanisch gekoppelt mit dem AFC-Schalter) als günstig, während bei Langwelle alle Sender beim Abstimmen „einpfiffen".



Bedauerlich bei einem Portable dieser Preisklasse ist das Fehlen von besonders auf Reisen so willkommenen Kurzwellenbereichen.

Nicht mehr den gegenwärtigen Erwartungen entspricht auch die Kassetteneinheit. Weder CrO_2-Umschaltung noch Handaussteuermöglichkeit (trotz Indikatorinstrument) sind vorgesehen – dafür lassen sich aber externes Mikrofon und Rundfunkaufnahmen einstellbar mischen. Enttäuscht haben beim Testmuster Aufnahmen mit dem eingebauten Mikrofon. Das bezieht sich weder auf Empfindlichkeit noch auf Frequenzumfang. Bei der Wiedergabe waren jedoch rhythmische Klappergeräusche zu vernehmen, die das Laufwerk auf Grund des Körperschalls lautstark einspielte! Etwas verblüffend wirkt die Art, mit der dem Gerät eine Timerfunktion verliehen wurde. Während man zunächst beim heutigen Stand dieser Technik eine den Gebrauchswert vorteilhaft abrundende elektronische Uhr oder zumindest einen (billigen!) elektronischen Timer wünschen würde, wird dem Nutzer zugemutet, seine Kassetteneinheit mit ihrer Bandendabschaltautomatik als mechanischen Timer zum Einschlafen mit Rundfunkmusik (Wekken ist nicht möglich) zu benutzen. Die Kassette – zeitlich gequantelt nur durch die gewählte Bandlänge – läuft dann einfach still mit und setzt bei Bandende das Gerät abrupt außer Betrieb. Wie lange hält dann wohl die Mechanik, und wie schnell verschwinden die Höhen bei Kassettenwiedergabe?

Überhaupt kommen technische Daten in der sonst recht ausführlichen Gebrauchsanleitung relativ kurz. Bei Inlandsgeräten ist das zumutbar – entsprechende Standards geben bei Bedarf nähere Auskunft. Wo aber kann man sich angesichts des Mechanik-Timers (man möchte ihn mit einem Uhrwerk-Treppenlichtautomaten vergleichen) über die Standzeit des Laufwerks oder ähnliche Werte informieren? Selbst rein elektrische Daten sind äußerst sparsam angegeben. So fehlt jede Aussage über den NF-Frequenzgang! Wie soll der Nutzer auch den Hinweis deuten, daß das Gerät „hochempfindlich gegen Hitze" sei? Bei einem Portable mit Anschlußmöglichkeit an die Autobatterie (über Zigarettenanzünder) muß doch die Temperatur im Inneren eines Pkw bei Sonnenbestrahlung (oft mehr als 50 °C) zumindest als „Transport- und Lagerbedingung" zulässig sein! Wie die meisten bekannten Typen mit Kassettenteil, so ist auch bei dieser Kombination keine während der Bandaufzeichnung automatisch signalisierende Batterieanzeige vorhanden; Kontrolle ist nur vor Beginn der Aufnahme möglich.

Als positives Detail ist der unmittelbar mögliche Übergang von Wiedergabe auf schnellen Vor- oder Rücklauf anzusehen – mit der Einschränkung, daß beim schnellen Vorlauf dann Zwitschern hörbar wird.

Gesamturteil

Für Besitzer von Wochenendgrundstücken stellt das Gerät eine gute, wenn auch nicht in allen Punkten die heutigen Erwartungen befriedigende Alternative zum Transport von zwei oder drei Einzelgeräten dar. Auch in Einmann-Haushalten mag die Kombination ihre Existenzberechigung haben. Offen bleibt mindestens der Wunsch nach einer eingebauten LCD-Digitaluhr mit Weckmöglichkeit, was den Gebrauchswert (einschließlich Schonung des Kassettenlaufwerks gegenüber der angebotenen mechanischen Timer-Lösung) erheblich gesteigert hätte. Der Test mit dieser Kombination hat außerdem indirekt die noch immer bestehende Marktlücke bezüglich eines echten TV-Miniportables offenbar werden lassen.

Zum Verkauf

Radio u. Fernsehen 1952–1972, pro Jahrgang 30,–, geb. 40,–
Funkbastler 1926–1932, pro Jahrgang 50,– (1 Heft 1,– M)

Zöllner, 4200 Merseburg
Domstr. 7

Zur Beachtung!
Ab sofort erreichen Sie uns unter der neuen Rufnummer
2 70 32 90

DEWAG Berlin
Anzeigenzentrale
1026 Berlin
Rosenthaler Straße 28/31

Elektronische Bildaufnahmeeinrichtungen für halbprofessionelle Anwendungen

Dipl.-Ing. HEINZ BERGMANN

Ausgehend vom Prinzip der elektronischen Bildaufnahme wird ein Überblick über den Stand der Technik sowie über einige Neuerungen und sich abzeichnende Tendenzen gegeben.

Prinzip der elektronischen Bildaufnahme

Die elektronische Bildaufnahmetechnik ist eng mit der Entwicklung und der Technik des Fernsehens selbst verbunden. So muß von der Bildaufnahmeeinrichtung zur Übertragung der Bildinformation das Bildfeld in ein Bildraster zerlegt werden. Die Leuchtdichtewerte der einzelnen Bildelemente werden dabei in elektrische Signale umgewandelt und sequentiell übertragen. Gleichzeitig mit den Bildsignalen werden Synchronsignale eingefügt, die den Beginn eines Bildes bzw. einer Zeile angeben und auf der Empfängerseite für die geometrisch richtige Zusammensetzung des Fernsehbildes sorgen. Diese optisch-elektrische Umwandlung wird in der Bildaufnahmeröhre vorgenommen, deren Prinzipaufbau Bild 1 zeigt. Das Bild wird über eine entsprechende Optik auf einer lichtempfindlichen Schicht (z. B. Fotokatode) abgebildet.

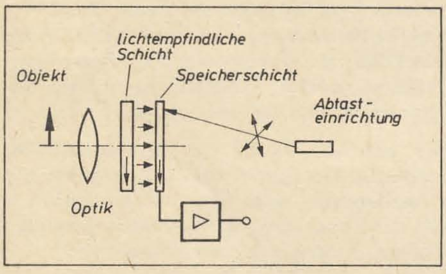


Bild 1: Prinzip der optisch-elektronischen Bildwandlung in einer Bildaufnahmeröhre

Bei der Umwandlung der abgebildeten Bildwerte (Leuchtdichtewerte) in elektrische Größen wird der äußere oder der innere fotoelektrische Effekt ausgenutzt. Die so entstandenen elektrischen Größen werden noch bildgetreu parallel auf eine Speicherschicht übergeführt, auf der eine zeitliche Summation der für die einzelnen Bildelemente charakteristischen Werte erfolgt. Die Speicherschicht sorgt dafür, daß die vom optischen Bild ausgelösten elektrischen Größen für die Dauer eines Bildes gespeichert werden.

Bei der elektronischen Bildabtastung werden z. B. mit Hilfe eines Elektronenstrahles die einzelnen Punkte auf der Speicherschicht sequentiell abgetastet und die vorhandenen Ladungsträger zur weiteren Verarbeitung bereitgestellt.

Ausgehend von diesem Grundprinzip wurden im Laufe der Entwicklung verschiedene Bildaufnahmeröhren realisiert, die nach dem äußeren bzw. nach dem inneren fotoelektrischen Effekt arbeiten. Zur Abtastung wird Fremdabtastung mit Elektronenstrahl oder neuerdings Eigenabtastung durch Halbleiterbauelemente angewendet. Tafel 1 gibt einen Überblick über verschiedene Bildaufnahmeeinrichtungen. Das Ikonoskop ist die älteste Bildaufnahmeröhre mit Speicherwirkung. Heute greift man auf Bildaufnahmeröhren zurück, deren optisch-elektrische Wandlung mit Halbleitermaterialien vorgenommen wird.

Tafel 1: Bildaufnahmeeinrichtungen

Arbeitsprinzip nach dem äußeren Fotoeffekt	inneren Fotoeffekt mit Elektronenstrahlabtastung	inneren Fotoeffekt mit Eigenabtastung
Ikonoskop	Vidikon	Ladungstransporteinrichtung (CTD)
Superikonoskop (Bildikonoskop)	Multidiodenvidikon	CCD (Ladungsspeicher)
Orthikon (Bildorthikon)	Plumbicon	BCD (Eimerkettenspeicher)
Bildwandler	Resistron	CID (Festkörper-Bildaufnahmebaustein)
Bildverstärker	Trinicon	
Ebikon	Saticon	
Bildisokon	Chalnicon	
SEC-Röhre	Newvicon	
	SEIC-Röhre	

Den Prinzipaufbau einer derartigen Vidikon-Bildaufnahmeröhre zeigt Bild 2.

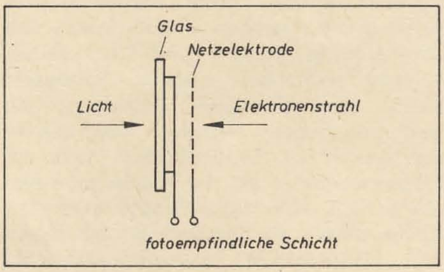


Bild 2: Vidikon-Prinzip

Das Vidikon ist eine Bildaufnahmeröhre mit fotoleitender Speicherplatte, bei der im Prinzip die im Bild 1 noch getrennten Elemente (fotoleitende Schicht und Speicherplatte) vereint sind. Auf der ebenen Frontscheibe der Röhre ist eine dünne lichtdurchlässige und leitfähige Schicht (Signalplatte) niedergeschlagen. Darauf folgt eine Fotohalbleiterschicht, die gleichzeitig auch als Speicherplatte wirkt. Die Fotohalbleiterschicht stellt für jedes Bildelement einen belichtungsabhängigen Fotowiderstand mit einem parallelgeschalteten Speicherkondensator dar. Der abtastende Elektronenstrahl lädt zunächst alle Speicherkondensatoren auf. In Abhängigkeit von der Leuchtdichte der einzelnen Bildpunkte des auf die Frontscheibe projizierten Bildes entladen sich die Speicherkondensatoren über die Fotowiderstände, deren Widerstandswerte an hellen Bildpunktstellen inzwischen abgesunken sind. Bei der nächsten Abtastung findet der Elektronenstrahl ein anderes Speicherkondensatorpotential vor, so daß sich im äußeren Stromkreis durch die erneute Aufladung des Speicherkondensators über den Elektronenstrahl ein Stromstoß ergibt, der das Bildsignal darstellt.

Bei der Abtastung bewegter Bilder kommt es darauf an, daß die Fotohalbleiterschicht innerhalb der Zeit eines Halbbildes (1/50 s) den Leitfähigkeitszustand einnimmt, der der veränderten Leuchtdichte des Bildes entspricht. Die Fotohalbleiterschicht ändert ihre elektrische Leitfähigkeit nicht trägheitslos, so daß bei einer erneuten Elektronenstrahlabtastung ein Nachsignal (sog. Nachziehen) entstehen kann. Weiterhin besteht eine Umladeträgheit bei der erneuten Aufladung durch den Elektronenstrahl.

Auf Grundlage des Vidikonprinzips lassen sich bei Verwendung unterschiedlicher Halbleitermaterialien für die Fotohalbleiterschicht verschiedene Bildaufnahmeröhren realisieren. Bei dem sog. Plumbikon besteht die Fotohalbleiterschicht aus Bleioxid. Sie ist als Fotodiodenschicht ausgebildet und wird in Sperrichtung betrieben. Der Vorteil des Plumbikons gegenüber dem Vidikon besteht darin, daß es weniger träge ist und einen geringeren Dunkelstrom aufweist. Es wird deshalb vorwiegend in Fernsehstudiokameras eingesetzt.

Bei der Chalnicon-Bildaufnahmeröhre besteht die Fotohalbleiterschicht aus einer CdSe-Sperrschicht, während das Saticon eine SeTe-Sperrschicht aufweist. Die Fotohalbleiterschicht beim Newvicon besteht aus einer ZnSe/ZnCdTe-Sperrschicht. Es handelt sich hierbei um Bildaufnahmeröhren mit speziellen spektralen Empfindlichkeitsbereichen, die zum Teil auch für ungünstige Lichtverhältnisse geeignet sind.

Das Multidiodenvidikon [2] ist eine Vidikon-Bildaufnahmeröhre, bei der die Speicherplatte aus einer Vielzahl einzelner Siliziumfotodioden besteht. Die Dioden werden in Sperrichtung betrieben, wobei durch die Leuchtdichte des aufzunehmenden Bildes zusätzliche Ladungsträger erzeugt werden, die zu Umladungen führen. Das Multidiodenvidikon weist eine hohe Lichtempfindlichkeit, eine geringe Trägheit und eine geringe Empfindlichkeit gegenüber Überbelichtungen auf. Es wird auch als eine Vorstufe in der Entwicklung zum Festkörper-Bildsensor aufgefaßt.

Farbbildaufnahmeverfahren für kleine Farbfernsehkameras

Von einer Farbbildaufnahmeeinrichtung müssen die drei Farbwertsignale oder ein Leuchtdichtesignal und drei Farbwertsignale zur Verfügung gestellt werden. Bild 3 zeigt im Prinzip eine Farbbildaufnahme mit drei Bildaufnahmeeinrichtungen. Die notwendige Aufteilung in drei bzw. vier Lichtwege sowie der mehrfache Aufwand für die Ablenktechnik führen zu verhältnismäßig großen und schweren Kameraanordnungen. Im halbkommerziellen und im industriellen Bereich ist man jedoch an wesentlich kleineren, leichteren und handlicheren Farbfernsehkameras interessiert. In noch stärkerem Maße gilt das auch für das medizinische und für das Unterrichtsfernsehen. Diese Forderungen lassen sich erfüllen, wenn man die Anzahl der Bildaufnahmeröhren von drei bzw. vier auf zwei oder sogar nur eine Bildaufnahmeröhre reduziert. Gleichzeitig werden dabei die Anforderungen an die Farbdeckung geringer, die

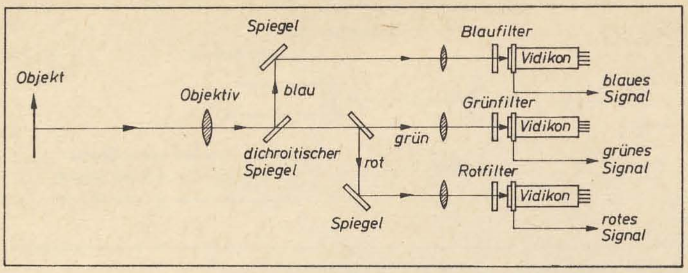


Bild 3: Dreiröhren-Farbkamera

bei einer einzigen Bildaufnahmeröhre ganz entfallen. Da die drei Farbwertsignale nunmehr aus einer einzigen Bildaufnahmeröhre abgeleitet werden müssen, lassen sich nicht mehr alle Qualitätsparameter befriedigend erfüllen; Qualitätseinbußen bzw. zusätzlicher Schaltungsaufwand müssen in Kauf genommen werden.

Die Ableitung von drei Farbwertsignalen und eines Leuchtdichtesignals aus einer einzigen oder aus zwei Bildaufnahmeröhren ist lösbar mit Hilfe der Zeitmultiplex- und Frequenzmultiplextechnik [3].

Kennzeichen der Zeitmultiplexverfahren ist es, daß die drei Farbwertsignale Rot, Grün und Blau (R, G, B) nacheinander der Bildaufnahmeröhre entnommen und anschließend über geeignete Speichereinrichtungen simultan zusammengefügt werden. Beim teilbildsequentiellen Zeitmultiplexverfahren (Bild 4a) arbeitet man mit einer vor der Bildaufnahmeröhre synchron mit der Bildfrequenz rotierenden Filterscheibe mit roten, grünen und blauen Filtersegmenten. Am Kameraausgang entsteht im Rhythmus der Bildfrequenz eine Signalfolge, die in zyklischer Reihenfolge ein rotes, grünes und blauen Teilbild enthält. Durch Verwendung entsprechender Bildspeicher und elektronischer Schalter lassen sich die sequentiellen Signale in ein simultanes Signal umwandeln.

Beim zeilensequentiellen Multiplexverfahren (Bild 4b) werden mit Hilfe eines dichroitischen Prismas die drei Farbauszugsbilder Rot, Grün und Blau nebeneinander auf die Signalplatte der Bildaufnahmeröhre projiziert. Mit geeigneten Ablenkspannungen wird eine zeilensequentielle Abtastung vorgenommen. Zur Gewinnung des simultanen Signales sind wiederum elektronische Schalter und Speicherelemente erforderlich, die hier jedoch nur für eine Zeilendauer ausgelegt werden müssen.

Von den Multiplexverfahren hat das punktsequentielle Verfahren (Bild 4c) die größte praktische Bedeutung erlangt. Vor der Signalplatte der Bildaufnahmeröhre befindet sich hier ein optisches Streifengitter aus vertikalen roten, grünen und blauen Streifen. Tastet der Elektronenstrahl diese Streifenstruktur ab, dann wirkt die Abtastbewegung wie ein elektronischer Schalter, der bildpunktsequentiell zwischen R, G und B umschaltet. Zur Synchronisation ist jeweils einem Farbtripel ein schwarzer Streifen (S) zugeordnet. Dieser Streifen kennzeichnet das Ende eines RGB-Tripels und dient als Indexsignal zur Synchronisation. Die Einfügung eines zusätzlichen Schwarzstreifens bewirkt eine Reduzierung der Auflösung und einen Lichtverlust, so daß ein punktsequentielles Zeitmultiplexverfahren mit phasenmoduliertem Indexsignal (Trinicon-Röhre) günstiger erscheint. Bei der Trinicon-Röhre (Bild 5) befindet sich zwischen dem Farbstreifenfilter und der fotoelektrischen Schicht (Target) eine leitend beschichtende Indexelektrode, an die eine Impulsfolge gelegt wird, die sich dem Trinicon-Ausgangssignal überlagert. Einem Farbstreifentripel sind dabei jeweils zwei Streifen der Indexsignalplatte zugeordnet. Die Indexelektrode setzt sich aus zwei kammartigen Anordnungen zusammen, die ineinander verschachtelt und voneinander isoliert sind. Dem Ausgangssignal ist ein Signal überlagert, dessen Phasenlage eine Kennung über den jeweiligen Beginn des Farbstreifentripels angibt.

Bei Anwendung der Frequenzmultiplextechnik entfallen die relativ schwierigen Synchronisationsprobleme der Zeitmultiplexverfahren, da sich hier über den Abtastvorgang verschiedene Trägerfrequenzen für die einzelnen Primärfarben realisieren lassen. Zu ihrer Trennung sind am Ausgang der Röhre Bandfilter (Kammfilter) erforderlich. Da die Erzeugung der verschiedenen Trägerfrequenzen durch ein optisches Filter (Farbstreifenfilter) erfolgt, spricht man hier auch von einer optischen Kodierung (Bild 6).

Ein parallel zur Vertikalen des Bildes vor der Bildaufnahmeröhre angeordnetes Streifenmuster erzeugt ein Spektrum mit ganzzahligen Vielfachen der Zeilenfrequenz. Bei Neigung dieses Streifenmusters [4] um den Winkel α entsteht eine Verschiebung (Offset) des zugeordneten Frequenzspektrums um einen Bruchteil der Zeilenfrequenz gegenüber dem ganzzahligen Vielfachen der Zeilenfrequenz (Bild 7). Auf diese Weise lassen sich neben den Informationen, die sich in den ganzzahligen Vielfachen der Zeilenfrequenz befinden, weitere Signale zusätzlich in die Lücken einschachteln [6].

Bei der praktischen Realisierung von Farbstreifenfiltern für Frequenzmultiplextechnik verwendet man zwei Streifenmuster, die einmal die Primärfarbe Rot und zum anderen die Primärfarbe Blau unterdrücken. Man spricht auch von Rot-Stopp- und Blau-Stopp-Filterstreifen. Beide Streifengruppen lassen sich auch in entgegengesetzten Richtungen unter dem gleichen Winkel neigen, so daß beim Abtasten für beide Streifengruppen die gleiche Trägerfrequenz entsteht, wobei die beiden Farben mit einer Phasenverschiebung moduliert sind. Mit dem gewählten Neigungswinkel α erhält man einen positiven bzw. negativen Viertel-Zeilen-Offset der Farbkomponenten gegenüber dem Leuchtdichtesignal.

Anforderungen an Farbfernsehkameras für halbprofessionelle Zwecke

Die Anforderungen, die an Farbfernsehkameras im halbprofessionellen und im industriellen Bereich gestellt werden, sind vom jeweiligen Einsatzzweck abhängig und las-

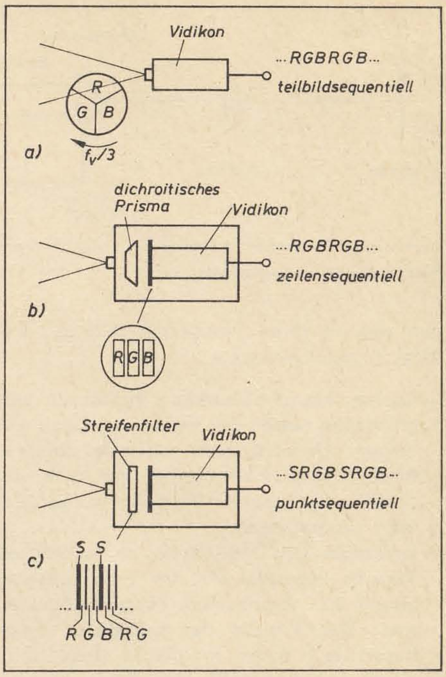


Bild 4: Zeitmultiplexverfahren

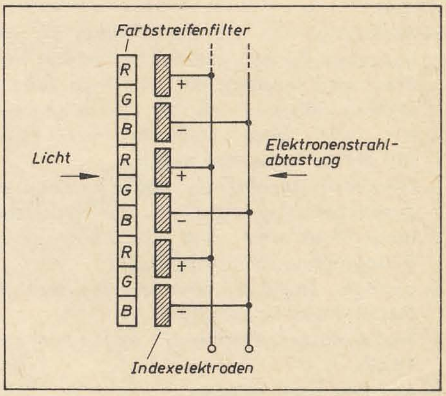


Bild 5: Trinicon-Prinzip

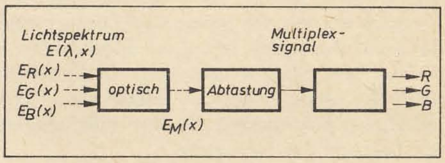


Bild 6: Optische Kodierung

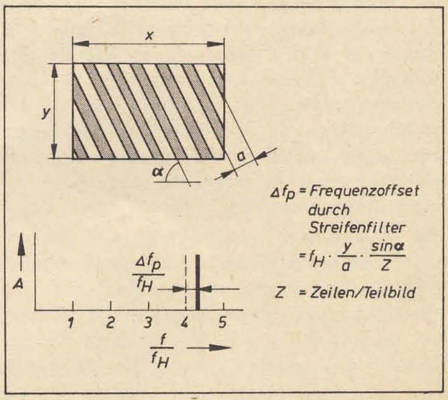


Bild 7: Anordnung eines Streifenmusters

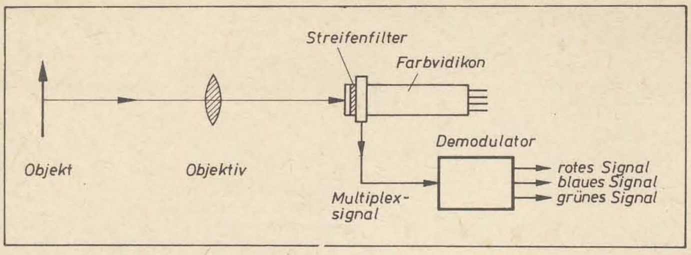


Bild 8: Einröhren-Farbkamera

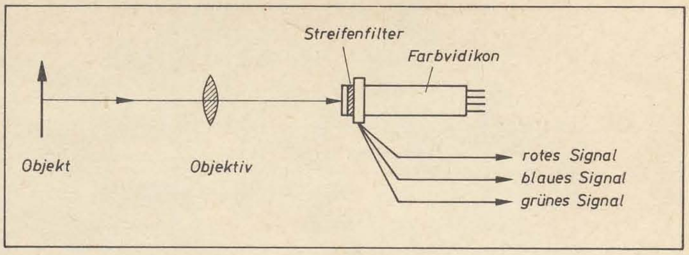


Bild 9: Einröhren-Farbkamera mit Dreielektrodenröhre

sen sich in ihren Hauptzielstellungen wie folgt zusammenfassen:

- leichte Handhabbarkeit: Hierunter versteht man neben der Forderung nach geringem Gewicht eine einfache Bedienbarkeit, so daß die Bedienung auch von relativ ungeschultem Personal vorgenommen werden kann
- spektrale Empfindlichkeit im sichtbaren Bereich von 400...700 nm bzw. entsprechend den spezifischen Einsatzbedingungen: Der Verlauf der spektralen Empfindlichkeit sollte möglichst flach sein, damit keine komplizierten Filter notwendig sind bzw. Anpassungen an Tages- oder Kunstlicht entfallen. Weiterhin sollte eine Aufnahmemöglichkeit bei Raumbeleuchtung bis zu 100 lx möglich sein
- Auflösung: Da die Farbinformation im optischen Bereich durch Streifenfilter kodiert wird, müssen die einzelnen Filterstreifen aufgelöst werden. Im allgemeinen wird eine Auflösung von über 270 Zeilen horizontal verlangt
- Linearität: Es wird ein möglichst linearer Zusammenhang zwischen der Beleuchtungsstärke und dem Signalstrom der Bildaufnahmeröhre angestrebt
- geringe Trägheit und damit geringe Nachzieherscheinung
- Signal-Rausch-Verhältnis von minimal 40 dB
- geringer Dunkelstrom
- gute Gleichmäßigkeit der Farbaufnahme über das gesamte Bildfeld.

Von den zur Zeit bekannten Farbfernsehaufnahmekameras für halbkommerzielle Zwecke werden die genannten Forderungen je nach Aufwand bei den Bildaufnahmeröhren und der eingesetzten Schaltungstechnik unterschiedlich erfüllt. Die Entwicklung auf diesem Gebiet läßt weitere Verbesserungen erwarten.

Aufbau und Funktion von halbprofessionellen Farbfernsehkameras

Farbfernsehkameras der ersten Generation für halbprofessionelle Zwecke sind noch mit drei Bildaufnahmeröhren ausgestattet, wobei als Bildaufnahmeröhren Röhren vom Vidikon-, Plumbicon-, Saticon- oder Newvicontyp verwendet werden. Es handelt sich hierbei um 1- oder 2/3-Zoll-Typen. Farbfernsehkameras der zweiten Generation dagegen arbeiten mit zwei oder nur einer Aufnahmeröhre.

Bei Farbfernsehkameras mit zwei Bildaufnahmeröhren können verschiedene Methoden zur Gewinnung des Leuchtdichte- und der Farbwertesignale angewendet werden. So dient z. B. eine Aufnahmeröhre zur Ableitung des Leuchtdichtesignals, die zweite für die Farbsignale. Der Vorteil besteht hier darin, daß das Leuchtdichtesignal mit voller Bandbreite bereitgestellt werden kann.

Bei Zweiröhrenkameras bemüht man sich darum, jede Signalkomponente möglichst nur einmal zu erzeugen. Eine Variante bildet hier der Einsatz einer Aufnahmeröhre für das Leuchtdichtesignal, während die zweite die Rot- und Blauanteile liefert. Der Grünanteil wird somit aus dem Leuchtdichtesignal abgeleitet. In einer weiteren Variante läßt sich durch eine eigene Aufnahmeröhre ein separates Grünsignal erzeugen, während die zweite Röhre wieder für Rot und Blau zuständig ist.

Das Prinzip einer Einröhren-Farbfernsehkamera zeigt Bild 8. Hier wird aus einer Bildaufnahmeröhre mit Farbstreifenfilter ein RGB-Multiplexsignal abgeleitet, das entsprechend weiterverarbeitet und demoduliert werden muß. Eine weitere Version einer Einröhrenkamera zeigt Bild 9. Hier befindet sich zwischen dem Farbstreifenfilter (RGB) und der Fotohalbleiterschicht eine transparente Streifenelektrodenanordnung, wobei eine direkte Zuordnung einzelner Elektroden zu den Farbstreifen erfolgt. Von den Elektrodenstreifen können die entsprechenden Farbsignale abgenommen werden.

Die bei den Farbstreifen-Aufnahmeröhren verwendete punktsequentielle Abtastung läßt sich in eine Phasenteilung, die die Phasendifferenz der Farbsignale benutzt, und in eine Frequenzteilung, die die Frequenzdifferenz auswertet, aufteilen. Die meisten der angebotenen Farbkameras arbeiten nach dem Frequenzteilungsverfahren, das in der Praxis leichter zu realisieren ist. Das Phasenteilungsverfahren bietet dagegen eine bessere Farbgleichmäßigkeit, jedoch ist es schwierig, entsprechende Bezugssignale für die Phasendemodulation bereitzustellen. Die hierzu gehörende Dreielektrodenröhre (Bild 10) ist sehr kompliziert in ihrer Fertigung.

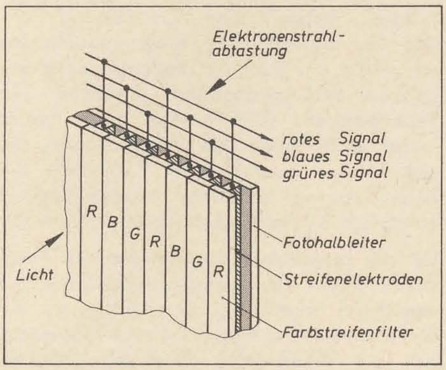


Bild 10: Dreielektroden-Bildaufnahmeröhre

Gestaltung von halbprofessionellen Farbfernsehkameras

Farbfernsehkameras [9] für semiprofessionelle Zwecke ähneln in ihrer Gestaltung sehr entsprechenden Laufbildkameras, wobei die Ähnlichkeit auch für die Realisierung verschiedener Aufnahmefunktionen zutrifft. Bild 11 zeigt im Prinzip die Gestaltung einer Zweiröhren-Farbfernsehkamera, Bild 12 die einer Einröhren-Farbkamera. Ohne wesentliche Gehäusevergrößerung kann bei der Zweiröhrenkamera die zweite Bildaufnahmeröhre im Griff der Kamera untergebracht werden.

Die Kameras enthalten weiterhin die – hier nicht gezeigte – Elektronik, die gleichzeitig neben der Bildsignalbereitstellung zusammen mit dem Mikrofon auch für ein Tonsignal sorgt. Als Objektive werden vorwiegend Objektive mit veränderbarer Brennweite (Zoom-Objektiv) eingesetzt. Vorteilhaft ist ein in der Kamera enthaltener elektronischer Sucher, der neben der Beobachtung der aufzunehmenden Szene auch eine Einstellung der Farbkamera gestattet. Der elektronische Sucher besteht z. B. aus einem 1,5-Zoll-Schwarzweißmonitor, der mit in die Kamera eingebaut ist bzw. als Zusatzgerät an der Kamera nachträglich angebracht werden kann. Weiterhin sind auch optische Reflexsucher möglich, wie sie auch in 8-mm-Filmkameras benutzt werden. Al-

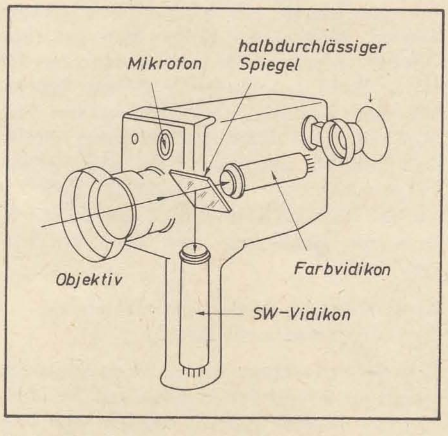


Bild 11: Zweiröhren-Farbkamera

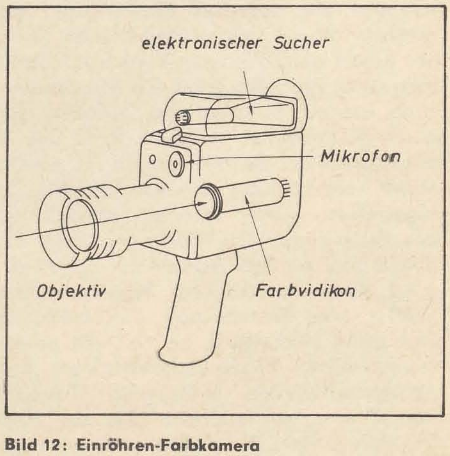


Bild 12: Einröhren-Farbkamera

lerdings kann hierbei der Sucher nicht zur Überprüfung der Arbeitsweise der Kamera verwendet werden.
Eine gewisse Beeinträchtigung einer leichten Handhabbarkeit bildet der bei Farbfernsehkameras notwendige Weißabgleich. Für die Beleuchtung einer Aufnahmeszene existieren hier Abhängigkeiten von der Art der zur Beleuchtung der Szene eingesetzten Lichtquellen, so daß bei einem Übergang auf eine andere Lichtquelle ein neuer Abgleich bzw. ein Korrekturfilter erforderlich wird.
Zu den weiteren Funktionen, die Farbfernsehkameras für halbprofessionelle Zwecke aufweisen, gehören

- Auf-, Ab- und Überblenden
- simultane Bild- und Tonaufnahme
- Vorwahl der Szenenlänge
- Einzelbildautomatik
- Blendenautomatik
- motorverstellbare Optik
- Selbstauslöser
- Intervallschalter mit unterschiedlichen Zeitraffereinstellungen
- Farbtemperatur-Wahlschalter mit drei Einstellungen zur Anpassung an jeweilige Lichtverhältnisse.

Die Tafel 2 vermittelt einen Überblick über den Aufbau und über die Parameter praktisch realisierter kleiner Farbfernsehkameras.
Zusammen mit einem Videorecorder bieten sich vielfältige Einsatzmöglichkeiten (Tafel 3) im halbprofessionellen und im industriellen Sektor sowie im Heim. Farbfernsehkameras werden bereits heute zusammen mit einem tragbaren Videorecorder zur elektronischen Bildberichterstattung eingesetzt. Wegfall der bisher notwendigen Filmbearbeitungszeiten und sofortige Wiedergabemöglichkeit vom Magnetband sind hier entscheidende Vorteile. Geeignete Überspieleinrichtungen gestatten das Überspielen von Super-8-mm-Filmen auf Videoband.

Tafel 2: Aufbau und Parameter kleiner Farbfernsehkameras

Aufnahmesysteme	mit drei Röhren, zwei Röhren und einer Röhre
eingesetzte Bildaufnahmeröhren	Vidikon, Plumbicon, Saticon, Newvicon, Dreielektroden-Vidikon, Dreielektroden-Saticon, Trinicon 2/3-Zoll- und 1-Zoll-Typen
minimale Lichtempfindlichkeit	(20) 100...500 lx
Auflösung horizontal	250...500 Zeilen
Signal/Rauschverhältnis	> 40...> 50 dB
Video-Ausgangssignal	1 V (SS), 75 Ω
Synchronisation	intern/extern
Mikrofon	eingebaut, extern
automatische Lichtwertregelung	(20) 100...10 000 lx
Masse	0,8 kg (Schwarzweiß)...5 kg

Weitere Entwicklungstendenzen

Kennzeichnend für den Stand der Technik bei kleinen Farbfernsehkameras ist der Einsatz von nur einer Bildaufnahmeröhre, die mit einem Farbstreifenfilter ausgestattet ist. Eine weitere Vereinfachung der Kamera hinsichtlich des Aufwandes an diskreten Bauelementen bildet der Ersatz der Bildaufnahmeröhre durch einen Festkörper-Bildsensor, wie er bereits als Linearsensor bei industriellen Bilderkennungsaufgaben eingesetzt wird [14].
Festkörper-Bildsensoren [7] arbeiten nach dem Ladungsübertragungsprinzip (CTD) und gehören zur Gruppe der selbstabtastenden Bildaufnahmeeinrichtungen. Ihre Hauptvorteile sind

- geringes Volumen der Bildaufnahmeeinrichtung
- großer Dynamikbereich
- hohe Empfindlichkeit.

Zunächst wurden nur Festkörper-Bildsensoren zur Schwarzweißbildaufnahme entwikkelt und praktisch realisiert. Durch eine Kombination mit von Bildaufnahmeröhren her bekannten Kodierverfahren lassen sich auch Festkörper-Bildaufnahmeeinrichtungen zur Farbbildaufnahme realisieren [15]. Mit einer Auflösung von 280 Zeilen horizontal und 480 Zeilen vertikal hat ein neuer Festkörper-Farbbildsensor bereits die Leistungsfähigkeit von Bildaufnahmeröhren übertroffen. Auf dem Sensorchip befinden sich 208 978 (413 Zeilen, 506 Spalten) Bildelemente, die auf einem Chip von 13 mm mal 17 mm Platz finden. Je Bildelement ist eine Fläche von 22 μm × 36 μm erforderlich. Die Selbstabtastung erfolgt für die Spalten nach dem BBD- und für die Zeilen nach dem CCD-Prinzip. Zur Farbbildaufnahme ist weiterhin ein Farbmosaik erforderlich, das sich auf dem Bildsensor befindet. Allerdings sind die Ausbeuten bei der Herstellung derartig großer IS-Chips noch zu gering, als daß man bereits heute eine Massenherstellung bei vertretbarem ökonomischem Aufwand realisieren könnte.

Eine neue Entwicklungstendenz auf dem Gebiet der Bildaufnahmetechnik zeigt sich mit dem in Japan vorgestellten Prototyp einer Videokamera [16], die eine Kombination aus Halbleiterkamera und Videorecorder darstellt [15]. Das Kombinationsgerät hat etwa die Größe einer Super-8-Filmkamera und enthält einen CCD-Aufnahmeteil und einen kleinen Schrägspur-Videokassettenrecorder (s. auch Tafel 4). Bei Entnahme des Kamerahandgriffes und Einstecken des Gerätes in einen entsprechenden Adapter kann ein Überspielen vom Mini-Videorecorder in der Kamera auf ein Heimvideospeichergerät erfolgen. Damit wird eine Bildaufnahme mit sofortiger Wiedergabe angestrebt, wobei die bisher bei der Super-8-mm-Technik notwendige Filmentwicklung entfällt.

Tafel 3: Anwendungen von Farbfernsehkameras für den industriellen und halbprofessionellen Bereich

Industrielles Fernsehen
- Beobachtung von Fertigungsanlagen und -abläufen
- Bildsensoren für Industrieroboter
- Fernbeobachtung und -bedienung gefährlicher Abläufe

Umweltschutz
Medizin
Verkehrsüberwachung und -lenkung
Unterricht und Ausbildung
Sport
elektronische Bildberichterstattung
verschiedene Heimanwendungen

Tafel 4: Parameter des Kombinationsgerätes aus Halbleiterkamera und Videorecorder

Gesamtgerät	
Abmessungen	191 mm × 171 mm × 60 mm
Masse	2 kg
Leistungsaufnahme	7 W
Batteriemasse	300 g
Speisespannung	9 V
Kamerateil	
Chipgröße	10,1 mm × 12,1 mm
Bildelementeanzahl	570 (horizontal), 490 (vertikal)
Bildzelle	16 μm × 14 μm
Auflösung horizontal	250 Zeilen
Videorecorderteil	
Aufzeichnungsverfahren	Schrägspur, FM
Aufzeichnungsdauer	20 min
Kassettenabmessungen	56 mm × 35 mm × 13 mm
Breite des Videobandes	8 mm

Literatur

[1] brockhaus abc elektronik. Leipzig: F. A. Brockhaus Verlag 1978

[2] Dennewitz, R.-D.: Fortschritte in der Technik von Bildaufnahmeröhren. Funkschau 43 (1971) H. 8, S. 232–234

[3] Schönfelder, H.; Bock, G.: Einröhren- und Zweiröhren-Farbkamerasysteme. Funkschau 47 (1975) H. 18, S. 579–582; H. 19, S. 623–627

[4] Bohn, J.; Lins, J.: SICOLOR K 80, Farbfernsehanlage mit der kleinsten 1-Zoll-Kamera. Siemens Zeitschrift 52 (1978) H. 10, S. 584–587

[5] Périlhou, J.: Ein Versuchsendoskop mit Miniatur-Fernsehkamera. Philips Techn. Rdsch. 35 (1975/76) H. 6, S. 190–194

[6] Koubek, M.: INTERPLEX, ein Einröhren-Farbfernsehkamerasystem mit hoher Auflösung. Siemens Zeitschrift 49 (1975) H. 7, S. 451–456

[7] Rienecker, W.: CTD-Technologien und Anwendungen. Elektronik 28 (1979) H. 12, S. 39 bis 47; H. 13, S. 74–81

[8] Manz, F.: Trinicon-Farbkamera für Heimanwendungen. Funkschau 52 (1980) H. 2, S. 57 und 58; H. 3, S. 67–68

[9] Audiovision im Aufwind. Funkschau 51 (1979) H. 21, S. 1219–1223

[10] Schütz, W.: Video-Farbkameras für den Heimeinsatz. Radio-Fernseh-Phono-Praxis 23 (1979) H. 4, S. 20–23

[11] Kullmann, J.: Das Hybridendikon mit Silizium-Dioden-Target – eine neuartige Fernsehbildaufnahmeröhre. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 22, S. 717–721

[12] Color cameras for home video. J. of the Electron. Industry 25 (1978) H. 5, S. 32 und 33

[13] Bergmann, H.: Halbleiter-Bildaufnahmeeinrichtungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 2, S. 75–78

[14] Cohen, Ch.: Chip sensor shrinks color video camera. Electronics 53 (1980) H. 3, S. 62 und 64

[15] Farb-Videokamera en miniature. Funkschau 52 (1980) H. 4, S. 11

[16] Zukunftsvision – Filmkamera kontra Videokamera. Funkschau 52 (1980) H. 17, S. 9 und 10

Erzeugung von Ton-Bursts mit wählbarer Hüllkurve

Dr.-Ing. EKKEHARD STÜRZEBECHER,
Dr.-Ing. HERMANN WAGNER und
Ing. RUDOLF BECKER

Mitteilung aus der Hals-Nasen-Ohrenklinik des Bereiches Medizin der Humboldt-Universität zu Berlin

Die objektive Bestimmung des Hörvermögens auf der Grundlage akustisch evozierter Potentiale (AEP) hat sich in den letzten zehn Jahren zu einem wichtigen Bestandteil der hochspezialisierten otologischen Diagnostik entwickelt [1]. Dieser Beitrag beschreibt die Erzeugung akustischer Reizsignale auf der Grundlage von Ton-Bursts, deren Hüllkurve wählbar ist.

Als akustische Reizsignale werden neben den breitbandigen Clicks (Rechteckimpulse der Impulsbreite von etwa 0,1 ms) zunehmend Ton-Bursts mit einem möglichst schmalen Spektrum verwendet, um den geschädigten Frequenzbereich lokalisieren zu können. Für die Mittelung (Averaging) eines AEP aus der als Störsignal wirkenden übrigen Hirnstromaktivität müssen diese Reize bis zu 2 000mal wiederholt werden.

Als Hüllkurve der Ton-Bursts wird meist ein Trapez gewählt, noch günstiger ist die Gaußsche Glockenkurve, da hier die Einhüllende des Spektrums ebenfalls eine Glockenkurve ist. Das wirksame Spektrum ist daher bei gleicher Periodenzahl des Füllsignals schmaler als das des Trapez-Bursts oder von Bursts mit anderen Hüllkurven.

Bei allen Burst-Formen sollen Füllsignal und Hüllkurve phasenstarr gekoppelt sein, und zwar so, daß der Burst stets mit einem Nulldurchgang des Füllsignals beginnt und endet.

Zur Erzeugung solcher Bursts sind mehrere Möglichkeiten denkbar, Bild 1 zeigt zwei Prinzipschaltbilder dazu. Im ersten Fall wird die gewünschte Hüllkurve auf elektronischem Wege erzeugt und damit ein Sinussignal moduliert. Bei der zweiten Variante ist das vollständige Burst-Signal (oder bei entsprechender Steuerung des Lesevorganges nur die Hälfte des Signals) in einem PROM gespeichert. Die Frequenz des Füllsignals kann durch Veränderung der Taktfrequenz variiert werden.

Nachfolgend wird eine Möglichkeit zur Realisierung der ersten Variante beschrieben.

Erzeugung der Hüllkurve

Eine Treppenkurve als Annäherung einer Einhüllenden beliebiger Form läßt sich mit dem in [2] vorgeschlagenen Funktionsgenerator erzeugen. An den n Ausgängen eines Schieberegisters, durch das taktsynchron ein H durchgeschoben wird, liegen Schalttransistoren, über die nacheinander n diskrete Amplitudenwerte (an Potentiometern vorgewählt) auf einen gemeinsamen Knoten geschaltet werden. Die erforderliche Phasenstarrheit zwischen Hüllkurve und Füllsignal läßt sich auf einfache Weise erreichen, indem das Schieberegister jeweils im Nulldurchgang des Füllsignals getaktet wird.

Bei einem nur sechs Perioden des Füllsignals umfassenden Burst wäre so jedoch die Approximation z. B. der Gauß-Kurve nur sehr grob (zwölf Amplitudenwerte). Außerdem würde das Füllsignal nach Modulation mit der Hüllkurve infolge der Sprungstellen einen Knick in jedem Nulldurchgang aufweisen.

Diesen Nachteil vermeidet bei besserer Approximation die Schaltungsanordnung im Bild 2, die als wesentliche Baugruppe neben dem in [2] beschriebenen, etwas veränderten Funktionsgenerator einen Integrator enthält. Mit dem Treppengenerator wird nicht mehr die Hüllkurve selbst, sondern deren erste Ableitung approximiert. Für eine Gauß-Kurve ist das Oszillogramm dieser Approximation im Bild 3 dargestellt. Am Ausgang des Integrators steht dann eine Sehnenapproximation der angestrebten Hüllkurve zur Verfügung. Eine Änderung der Hüllkurvenform erzielt man entweder durch veränderte Einstellung der Spannungsteiler R_1 bis R_{12} oder durch Umschalten auf einen anders programmierten Treppengenerator.

Modulation des Füllsignals mit der Hüllkurve

Die Modulation des Füllsignals läßt sich durch eine Multiplikation mit der Hüllkurvenfunktion erreichen. Der dafür erforderliche Zweiquadrantenmultiplizierer kann auf einfache Weise mit einem Differenzverstärker realisiert werden, wobei die Eigenschaft eines Transistors, daß die Änderung des Kollektorstromes proportional zum Produkt

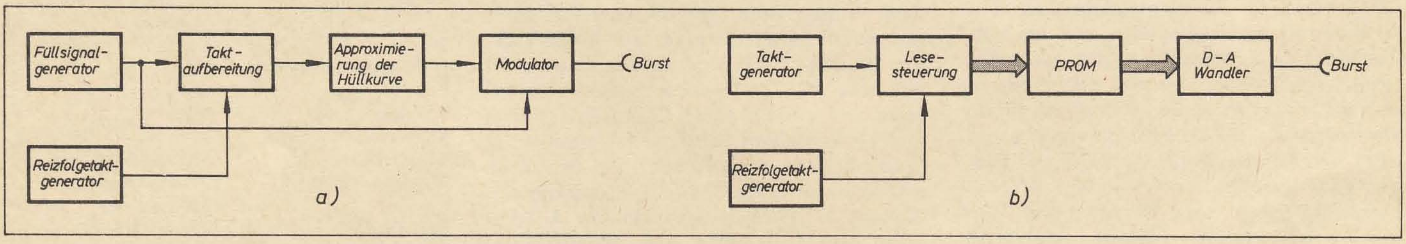


Bild 1: Prinzipschaltbilder von zwei Verfahren zur Ton-Burst-Erzeugung

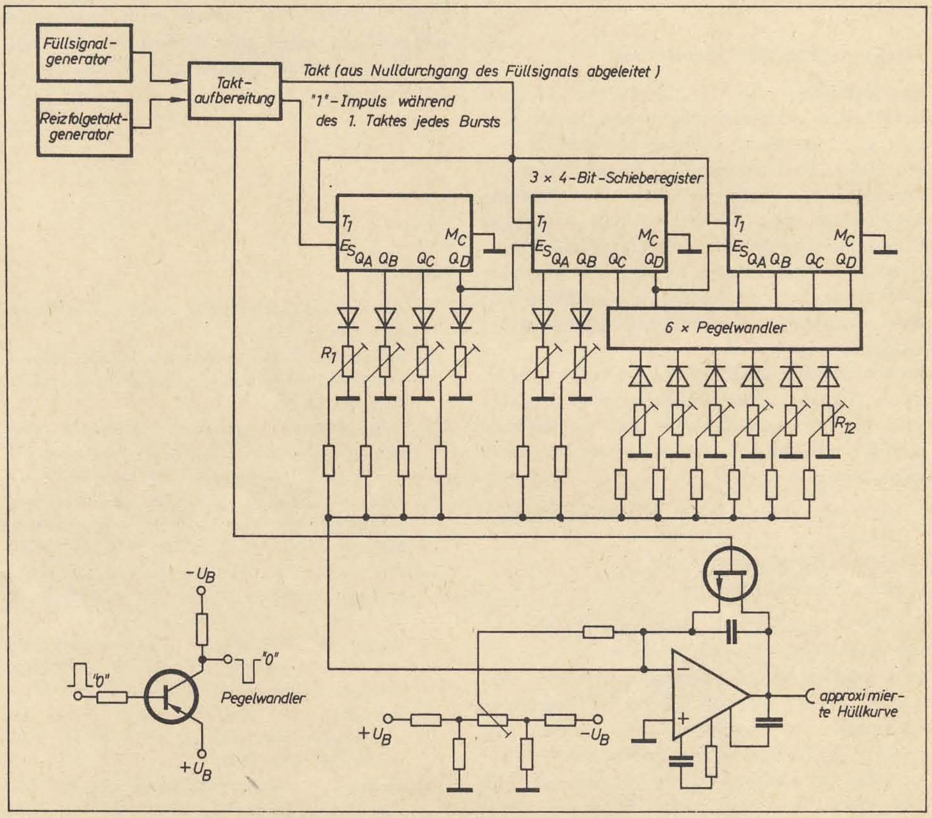


Bild 2: Prinzipschaltbild des Funktionsgenerators zur Erzeugung der Burst-Hüllkurve

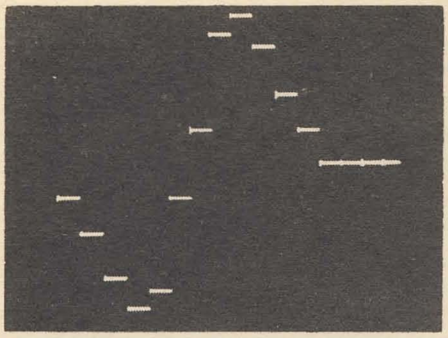


Bild 3: Oszillogramm der approximierten ersten Ableitung einer Gauß-Kurve

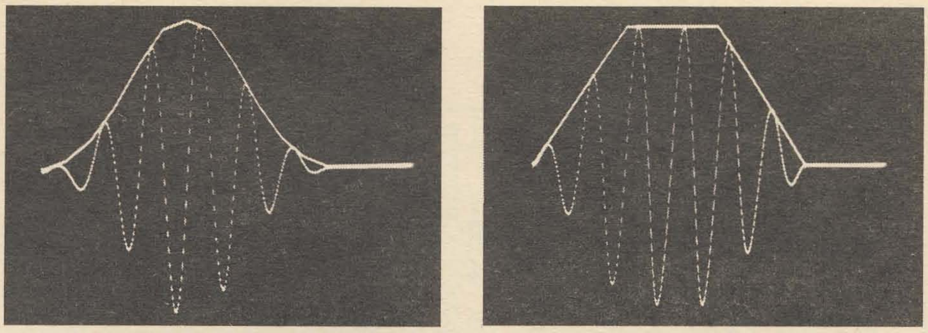


Bild 5: Oszillogramme der erzeugten Ton-Bursts und der zugehörigen Hüllkurven

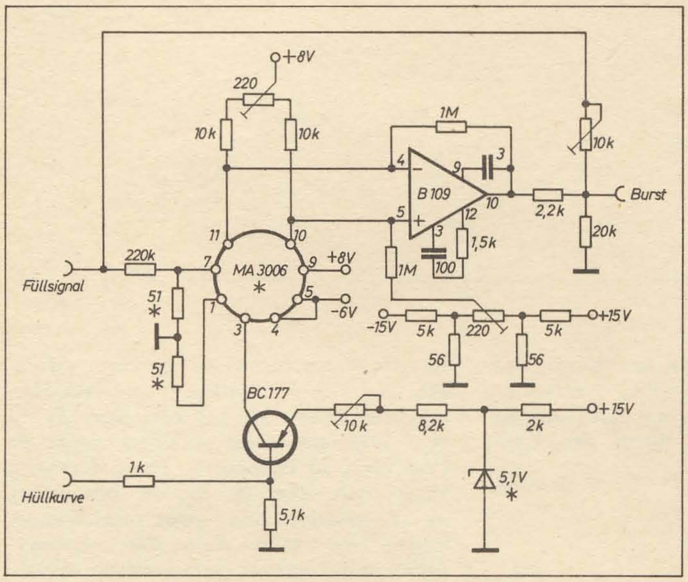


Bild 4: Schaltbild des Zweiquadranten-Multiplizierers zur Modulation des Füllsignals mit einer beliebigen Hüllkurve (die mit einem Stern gekennzeichneten Bauelemente werden thermostatiert)

aus Eingangsspannungsänderung und Kollektorruhestrom ist [3], ausgenutzt wird. Bild 4 zeigt eine erprobte Multiplikatorschaltung mit dem integrierten Differenzverstärker MA 3006. Ein Teil der Eingangsspannung wird gegenphasig zur Ausgangsspannung addiert, um den Multiplikationsfehler zu korrigieren. Zur Vermeidung einer Temperaturdrift ist die Thermostatierung der entscheidenden Bauelemente (im Bild 4 mit einem Stern gekennzeichnet) nicht zu umgehen. Als Thermostat hat sich sehr gut die in [4] vorgeschlagene Schaltung bewährt. Mit dem Multiplikator erreicht man eine auf die maximale Ausgangsspannung bezogene „Pausendämpfung" von etwa —60 dB (exemplarabhängig), durch einen zusätzlichen FET-Schalter läßt sich dieser Wert noch erhöhen.

Bild 5 zeigt die Oszillogramme von Gauß- und Trapez-Burst. Mit dem zweiten Strahl wurde gleichzeitig die entsprechende Hüllkurve dargestellt.

Die für den approximierten Gauß- und Trapez-Burst berechneten Spektren sind im Bild 6 dargestellt. Außerdem ist das Spektrum eines idealen Gauß-Bursts eingezeichnet, dessen Hüllkurve allerdings bei 1 % der Gipfelamplitude abgebrochen wurde. Das erklärt die Abweichungen des Spektrums vom theoretisch zu erwartenden Verlauf.

Wird für bestimmte medizinische Fragestellungen ein möglichst großer Abstand der Leistung der Seitenfrequenzen zu der bei f_0 gefordert, so ist als akustischer Reiz, wie ein Vergleich der Spektren im Bild 6 deutlich zeigt, der approximierte Gauß-Burst günstiger als ein an sich leichter zu erzeugender Trapez-Burst. Es läßt sich weiterhin abschätzen, daß ein größerer Aufwand bei der Approximation des Gauß-Bursts nicht sinnvoll ist, da der Unterschied der Spektren a) und c), sieht man von dem mit relativ geringem Filteraufwand korrigierbaren Bereich um $3f_0$ einmal ab, nur unbedeutend ist.

Alternierung der Phase des Burst-Signals

Ohne bestimmte Vorsichtsmaßnahmen ergeben sich bei der Ableitung der akustisch evozierten Potentiale Schwierigkeiten infolge der Einstreuung eines Reizartefakts in das biologische Signal, der meistens wesentlich größer als das AEP ist und eine Auswertung des Mittelungsergebnisses sehr erschwert. Durch Abschirmung der Zuleitungen zum Kopfhörer und des Hörers selbst läßt sich das Einstreuen des Artefakts ausreichend vermindern. Ist ein solcher Hörer nicht verfügbar, muß als Alternativlösung der Reiz ständig im Wechsel umgepolt werden, damit der eingestreute Reizartefakt durch den Averager herausgemittelt wird. Die wechselnde Phase des Bursts ist zwar nicht ohne physiologischen Einfluß auf die Reizantwort, dieser Nachteil muß aber notgedrungen in Kauf genommen werden.

Schaltungstechnisch läßt sich die wechselnde Phase des Füllsignals zur Hüllkurve am einfachsten dadurch erreichen, daß der erste Taktimpuls der Folge, die den H-Impuls zur Erzeugung des Bursts durch das Register schiebt, im Wechsel einmal mit dem Nulldurchgang des Füllsignals von positiv nach negativ, beim folgenden Burst mit einem Nulldurchgang in umgekehrter Richtung zusammenfällt. Damit erfolgt die Alternierung bereits vor dem Multiplikator. Das bedeutet aber, daß die durch diese Stufe bewirkte Unsymmetrie des Signals ($< 2\,\%$) sich beim Averaging nicht ausmittelt, sondern summiert wird und vor allem bei hohen Reizintensitäten einen Restreizartefakt verursacht. Es ist deshalb günstiger, die Alternierung erst nach dem Multiplikator vorzunehmen. Eine dafür geeignete Schaltung zeigt Bild 7. Die Alternierung wird dadurch erreicht, daß der Burst im Wechsel am invertierenden bzw. nichtinvertierenden Eingang des Differenzverstärkers OV_3 liegt. Um eine sehr geringe Unsymmetrie zu erzielen, muß der Differenzverstärker mit Hilfe der beiden Spannungsfolger OV_1 und OV_2 von den im Gegentakt geschalteten FET entkoppelt werden. Zu beachten ist, daß die Werte der mit gleichen Indizes gekennzeichneten Bauelemente nur um weniger als 0,1 % differieren dürfen. Auch die FETs wurden auf annähernde Übereinstimmung von $R_{DS\,ein}$ ausgesucht.

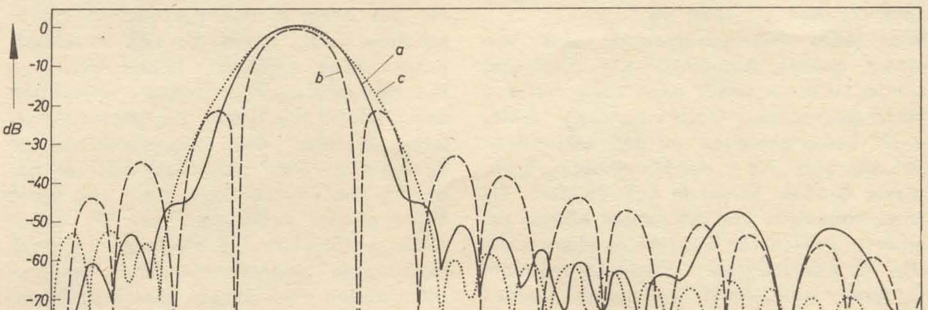


Bild 6: Berechnete Spektren der Bursts. a) Spektrum des Bursts mit approximierter Gauß-Hüllkurve; b) Spektrum des Bursts mit Trapez-Hüllkurve; c) Spektrum eines Bursts mit nahezu idealer Gauß-Hüllkurve

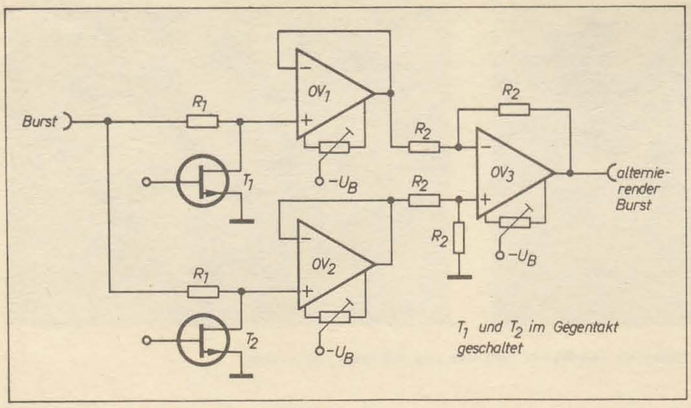


Bild 7: Schaltung zur Burst-Alternierung

Interessenten werden gern die vollständigen Schaltungsunterlagen des Burst-Generators zur Verfügung gestellt.

Literatur

[1] Tietze, G.: Prinzip und Anwendung der Signal-Averaging-Technik. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 15, S. 485–489

[2] Ganesan, S.; Subbarya, B. L.: A simple programmable function generator. Electronic Engineering 50 (1978) H. 612, S. 17

[3] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1978

[4] Kühne, H.: Einsatz des integrierten Spannungsreglers MAA 723 in proportionalen Temperaturregelschaltungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 11, S. 705 und 706

Fachbücher

brockhaus abc elektronik

2. Auflage
VEB F. A. Brockhaus Verlag Leipzig 1980
768 Seiten, zahlreiche Bilder
Kunstleder 18,60 Mark
Bestellnummer 588 860 5

Für die weitere Durchsetzung der sozialistischen Intensivierung gewinnt die Elektrotechnik/Elektronik, vorzugsweise die Beherrschung und breite Nutzung der Mikroelektronik, zunehmend an Bedeutung. Dem daraus erwachsenden Informationsbedürfnis aller technisch Interessierten trägt das vorliegende Buch in hohem Maße Rechnung.

Das brockhaus abc elektronik bietet jedem Fachmann schnellen Zugriff zu einem Querschnitt durch die gesamte Elektronik. In über 6 000 alphabetisch geordneten Einzelbeiträgen mit zahlreichen Querverweisen haben rund 80 Wissenschaftler und Ingenieure die Grundlagen der Elektronik, ihre Werkstoffe und Bauelemente, deren Herstellung und Anwendung, den Aufbau von Schaltungsanordnungen und Geräten sowie zahlreiche Randfragen behandelt. Über 650 Strichzeichnungen im Text, 15 Übersichten mit allen wichtigen Maßeinheiten, Schaltzeichen, Sinnbildern u. dgl. sowie ein Bildanhang mit 16 z. T. farbigen Tafeln runden das Werk ab.

Wie jedes Nachschlagewerk, das von einem großen Autorenkollektiv erarbeitet wurde, ist auch dieses nicht völlig frei von Inhomogenitäten. Dazu gehören leider auch Unkorrektheiten in der vektoriellen Schreibweise und in der Handhabung komplexer Größen. Fehler in Schaltbildern, Ersatzschaltungen und ähnlichem hätten bei einer gründlicheren Durchsicht ebenso wie die unterschiedlichen Schaltzeichen und Symbole weitgehend vermieden werden können.

Diese kritischen Bemerkungen, die bei einer weiteren Nachauflage des insgesamt sehr begrüßenswerten Nachschlagewerkes Berücksichtigung finden sollten, lassen Bedenken bezüglich der Nutzung durch Schüler und Studierende, die im Vorwort ausdrücklich genannt werden, entstehen, schmälern jedoch kaum die Nutzungsmöglichkeiten des Buches durch den Fachmann.

G. Graichen

Ch. Scholz

Handbuch der Magnetbandspeichertechnik

VEB Verlag Technik Berlin 1980
392 Seiten, 415 Bilder
Leinen 30,– Mark
Bestellnummer 552 626 8

Speicher und Speicherschaltungen sind bedeutsam für den Stand und den Fortschritt der Technik. Die Audio- und Videotechnik sind heute nicht mehr ohne Schallplatte, Bildplatte, Tonbandgerät, Kassettenrecorder und Videorecorder vorstellbar. In der Rechentechnik, auch in der Mikrorechentechnik, bestimmen die Speicher die Leistungsfähigkeit und nicht selten den Preis der Gerätetechnik. Gab es nun vor noch wenigen Jahren eine Vielzahl von verschiedenen Speicherprinzipien, so haben sich jetzt zwei ganz wesentlich herausgehoben: die Halbleiter- und die magnetomotorischen Speicher. Das hat vielleicht neben dem großen Fortschritt der Halbleitertechnik, vor allem in den spezifischen Eigenschaften beider Typen, die sich in vorbildlicher Weise ergänzen, seinen Ursprung. Die Halbleiterspeicher sind die schnellsten und zugleich am besten zugreifbar gestalteten Speicher. Die magnetomotorischen Speicher zeichnen sich durch höchste Kapazität, extrem niedrigen Preis und beste Eignung zum Archivieren aus. So ist es auch verständlich, daß die schon mehrfach totgesagten magnetomotorischen Speicher allen diesen Voraussagen zum Trotz immer größere Bedeutung gewinnen und immer neue Formen aufnehmen. Hier sei nur die Entwicklung bzw. Weiterentwicklung der Plattenspeicher, Floppy-disc, der Magnetkarten u. a. für Tisch- und Taschenrechner, der Minikassette usw. genannt. Unter diesem Gesichtspunkt ist es geradezu erfreulich, daß sich der Verlag Technik zur Herausgabe dieses Werkes entschloß. Es ist aber eher ein Wissensspeicher denn ein Handbuch. In knappester Form, durchweg tabellarisch und in Bildern dargestellt, wurden praktisch alle Fakten zusammengetragen. Hier hat der Autor eine ungeheure Arbeit in gelungener Form geleistet. In acht Hauptabschnitten (wegen des extrem knappen Textes will mir der Begriff Kapitel nicht richtig erscheinen) werden folgende Schwerpunkte behandelt:

Einsatzmöglichkeiten
Verfahren der Signalspeicherung
Magnetbänder
Magnetköpfe
Band-Kopf-Betrieb
Anschlußschaltungen
Transportwerke
Standards.

Hinzu kommen noch ein Anhang mit magnetischen Kenngrößen über Theorie der Aufzeichnung und Wiedergabe sowie umfangreiche Literatur- und Sachwortverzeichnisse. Eine weiter detaillierte Beschreibung dieses Inhalts kann – wie auch gestaltet – nur unbefriedigend sein. Deshalb folgte eine Prüfung auf Korrektheit. Sie ist offensichtlich zumindest im großen und ganzen gegeben. Auch das Gleichgewicht zwischen und in den Hauptabschnitten ist gewahrt.

Nach gründlicher Suche konnten lediglich folgende Schwächen gefunden werden. Die digitalen Kode sind nicht vollständig erfaßt. Das Audio- und Videogebiet sowie die Magnetköpfe sind etwas ausführlicher als z. B. die Datentechnik oder Meßwertspeicherung. Vielleicht wäre günstig – wenn auch gegen den Titel – solche Gebiete wie Magnetkarten, -platten und Floppydisc aufzunehmen. Gerade diese Auswahl weist aber wiederum das oben Angedeutete aus. Es liegt also ein Buch vor, das noch lange als Wissensspeicher und Handbuch genutzt werden und dabei meistens befriedigen wird.

H. Völz

Monostabile Kippschaltung mit integrierten Schaltkreisen

Impulsformerschaltungen auf der Basis integrierter Schaltkreise lassen sich mit sehr einfachen Mitteln realisieren. Das ist u. a. darauf zurückzuführen, daß sie eine ausgeprägte Umschaltschwelle aufweisen und daß der Eingangswiderstand für die Abtastung einer Kondensatoraufladung geeignet ist. Die vorzustellende monostabile Kippschaltung aus Pribory i technika ėksperimenta (1980) H. 2, S. 114–117, besteht aus einem RS-Flip-Flop (G_1 und G_2), einem Inverter G_3 und einem zeitbestimmenden RC-Glied. Um die Unabhängigkeit der Ausgangsimpulsdauer von der Versorgungsspannung der Gatter zu verbessern, wurden zwei Maßnahmen getroffen. Die erste Maßnahme ist die Verwendung einer externen Ladespannung U_0 und die zweite die Begrenzung des Maximalwertes des Ladewiderstandes R, so daß von folgenden Voraussetzungen ausgegangen werden kann:

$$U_0 \gg U_S;\ U_0/R \gg I_e.$$

U_S = Umschaltschwelle des Gatters G_3
I_e = Eingangsstrom des Gatters G_3

Im Ruhezustand wird der Kondensator C ständig über die Diode D entladen, da an der Katode das L-Potential des Gatters G_1 liegt.

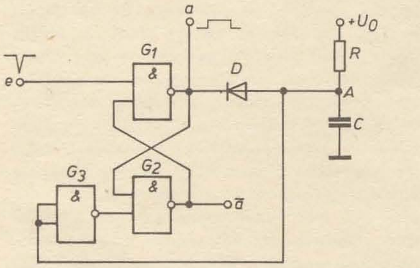
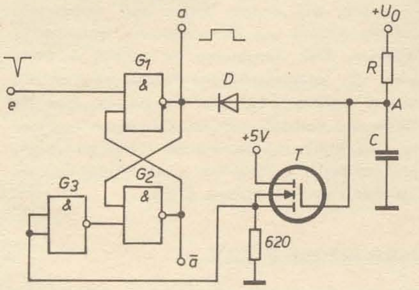


Bild 1: Monostabile Kippschaltung mit RS-Flip-Flop und RC-Zeitglied



D = Д 223Б
T = КП 305Д (n-Kanal MOSFET)
G_1 bis G_3 = К1ЛБ553

Bild 2: Monostabile Kippschaltung mit erhöhter Impulsdauer

Am Knoten A stellt sich ein Potential ein, das sich aus dem L-Signal und der Diodenflußspannung ergibt. Um noch eine ausreichende Ladezeit bis zur Umschaltschwelle (bei TTL $U_S = 1{,}4$ V) zu haben, muß als Diode ein Typ mit niedriger Flußspannung eingesetzt werden. Andererseits muß diese Diode im Zeitraum der Kondensatoraufladung einen hohen Sperrwiderstand aufweisen. Ein negativer Triggerimpuls am Eingang von G_1 kippt das Flip-Flop um; am Ausgang a erscheint H-Signal. Dadurch wird die Diode gesperrt, und die Aufladung des Kondensators beginnt über den Widerstand R. Unter den eingangs genannten Bedingungen erhält man für die Aufladezeit und damit für die Impulsdauer am Ausgang

$$t_p = RC \ln \frac{U_S - (U_{eL} + U_F)}{U_0} \approx RC \frac{U_S - (U_{0L} + U_F)}{U_0} \quad (1)$$

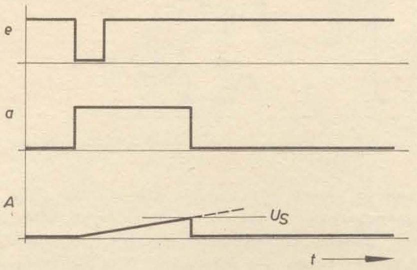


Bild 3: Zeitdiagramm von drei ausgewählten Meßpunkten

Diese Näherung ist zulässig, da für den Aufladevorgang bis zur Umschaltschwelle nur ein sehr kleiner Abschnitt der Ladekurve genutzt wird. Experimente ergaben mit $U_0 = 20$ V, $R = 2\ k\Omega$, $C = 20$ nF...2 μF und TTL-Standardgattern eine Impulsdauer von 1...100 μs. Die genannten Annahmen sind mit $U_0/U_S = 13{,}33$ und $U_0/R = 6{,}25\ I_e$ recht gut erfüllt. Innerhalb der Versorgungsspannungstoleranz $\Delta U_B/U_B = \pm 5\ \%$ betrug die Toleranz der Impulsdauer weniger als 0,5 %. Wird R vergrößert und/oder U_0 verringert, erhöht sich diese Toleranz. Wie die Impulsdauer dennoch ohne Toleranzerhöhung verlängert werden kann, zeigt die Schaltung nach Bild 2 mit dem eingefügten FET (Sourcefolger) zur Impedanztransformation. Bei konstantem Kondensatorwert kann jetzt der Wert des Widerstandes größer gewählt werden. Der Ladestrom verringert sich um den Betrag der Verstärkung V des Sourcefolgers $U_0/R \gg I_e/V$. Die Ausgangsimpulsdauer errechnet sich aus Gl. (2)

$$t_p = RC \ln \frac{U_P - K(U_{eL} + U_F)}{U_0} \quad (2)$$

K = Verstärkung des Sourcefolgers

Mit dem n-Kanal-FET КП 305 A wurde eine Impulsdauer bis 10 s erreicht.

Magnetischer Sensor

Ein neuer magnetischer Sensor arbeitet auf der Grundlage des Wiegand-Effektes. Er zeigt in sehr einfacher Weise das Vorhandensein eines Magnetfeldes durch Abgabe eines Impulses an. Amplitude und Verlauf dieses Impulses sind geeignet, CMOS-Schaltungen und andere Schaltkreisfamilien direkt, d. h. ohne Zwischenverstärkung oder sonstige Signalaufbereitung, anzusteuern. Der Wiegand-Effekt tritt bei einem speziellen Draht aus einer ferromagnetischen Legierung auf, die aus 10 % Vanadium ... 52 % Kobalt ... Eisen besteht. Unterwirft man einen derartigen Draht von etwa 0,3 mm Durchmesser verschiedenen mechanischen und thermischen Belastungen, so hat er danach die Eigenschaft, in einem schwachen Magnetfeld beim Überschreiten eines Schwellwertes seine Magnetisierungsrichtung plötzlich zu ändern. Diese Änderung ist so ausgeprägt, daß zum Beispiel eine Spule aus 1 300 Windungen einen 20 μs langen Impuls von etwa 2,5 V Spitzenwert abgibt. Der Mechanismus, der dem Verhalten des Wiegand-Drahtes zugrunde liegt, ist noch nicht vollständig erforscht. Mit dem Wiegand-Effekt läßt sich ein sogenannter Wiegand-Modul realisieren, der als ein dynamischer bistabiler Magnetfeldsensor mit Schmitt-Trigger-Eigenschaft angesehen werden kann. Er erzeugt beim Über- oder Unterschreiten eines Magnetfeldschwellwertes durch abrupte Änderung seines Magnetisierungszustandes einen Impuls in einer umgebenden oder benachbarten Spule.

Der Wiegand-Effekt ist von der Geschwindigkeit, mit der sich das erregende Feld zeitlich ändert, weitgehend unabhängig. Dadurch sind Anordnungen möglich, bei denen sich das Feld beliebig langsam ändern kann. Der Wiegand-Effekt tritt in einem Temperaturbereich von −180...+180 °C auf. Für die Erzeugung von derartigen Impulsen ist es notwendig, daß die erregende Feldstärke innerhalb der Hysterese ihre Richtung jeweils zweimal ändert. Wiegand-Sensoren lassen sich zur dynamischen Erfassung von Positionen bewegter Teile, zur dynamischen Weg- oder Winkelmessung bzw. zur Geschwindigkeitsmessung einsetzen. Einsatzbeispiele sind demnach kontaktlose Schalter, Tasten, Tachometer, digitale Potentiometer oder Winkelkodierer, Durchflußmesser und Zündverteiler im Kraftfahrzeug sowie die Datenspeicherung. Ein kritischer Vergleich mit bekannten Sensoren zeigt die Überlegenheit des Wiegand-Sensors vor allem bezüglich Signalamplitude und Energiebedarf.

Datenspeicherung mit einem Standardkassettenrecorder

Untersuchungen mit einem handelsüblichen Kassettenrecorder ergaben, daß deren Aufzeichnungsqualität ausreicht, um digitale Daten aufzuzeichnen, in den Kompaktkassetten zu speichern und für eine spätere Auswertung

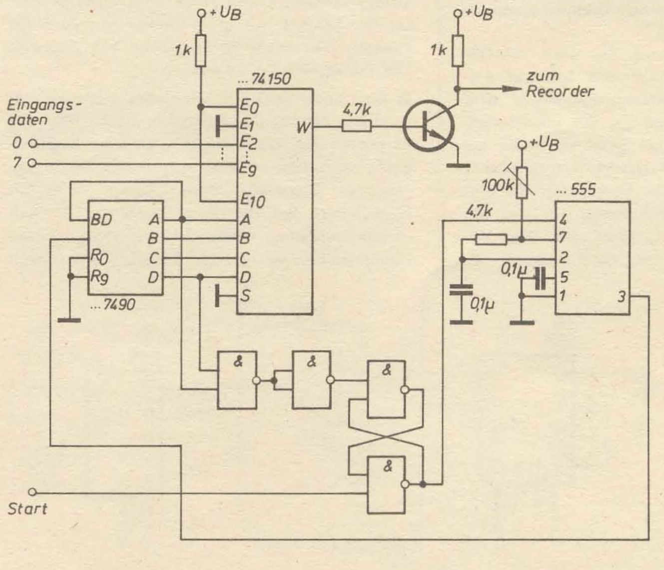


Bild 1: Parallel-Serien-Wandler mit einem Multiplexer

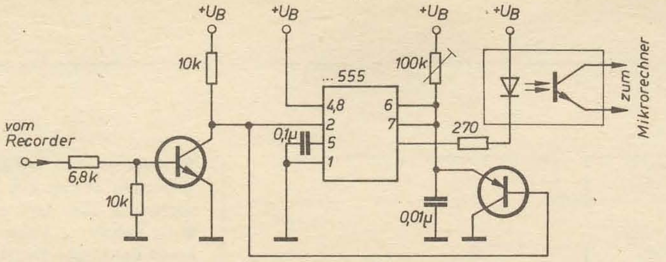


Bild 2: Verstärkerschaltung zwischen Recorder und Mikrorechner

wieder abzunehmen. Da sowohl die Datenaufzeichnung auf dem Magnetband als auch die Datenweiterverarbeitung in einem Mikrorechner (Fernschreibereingang) seriell erfolgt, sind zunächst die byteweise anfallenden Eingangsdaten umzuwandeln. Der Aufwand für einen solchen Wandler ist besonders gering, wenn für die Zeitschachtelung ein Multiplexer eingesetzt wird.

Ein Lösungsvorschlag aus Electronic Engineering 50 (1978) H. 610, S. 13, für diesen Wandler besteht aus einem Multiplexer, einem Dezimalzähler und einem getriggerten Taktgenerator. Die aufzuzeichnenden Daten liegen an den Eingängen E_2 bis E_9 an. Ein negativer Startimpuls kippt das RS-Flip-Flop um, wodurch der Taktgenerator freigegeben wird und zehn Impulse abgibt, die im Dezimalzähler gezählt werden. Die Ausgangsbelegung des Dezimalzählers steuert die Zeitschachtelung des Multiplexers. Beim Zählerstand „9" wird über das NAND-Gatter ein Rücksetzimpuls erzeugt. Nach etwa 10 ms kann das nächste Byte umgewandelt werden.

Zur Auskopplung der seriellen Daten ist ein zusätzlicher Transistor vorgesehen. Ist die Aufzeichnungsqualität mit Rechtecksignalen nicht zufriedenstellend, dann ist die Zwischenschaltung eines aktiven Tiefpaßfilters zu empfehlen. Bei Kassettenrecordern mit automatischer Aussteuerung ist weiterhin eine Aufsteuerung des Aufnahmeverstärkers zu empfehlen, indem dem Datensignal noch ein 20-kHz-Signal mittlerer Amplitude zugesetzt wird.

Zur Eingabe der Datensignale vom Kassettenrecorder in den Mikrorechner ist ein Impulsformer erforderlich. Bild 2 zeigt dafür eine einfache Lösung mit einem Timerschaltkreis. Zur galvanischen Trennung ist außerdem ein Optokoppler vorgesehen.

Die erreichte Aufzeichnungsgeschwindigkeit lag mit der angegebenen Dimensionierung der Schaltungen bei 110 Baud. Bei Veränderung der Zeitkonstanten sind bis zu 330 Baud möglich.

Chopperstabilisierter Verstärker für Gleichspannungsvoltmeter

Bild 1 zeigt eine Schaltungsrealisierung eines chopperstabilisierten Operationsverstärkers, der nach [1] zur Reduzierung der Offsetspannung in einem batteriebetriebenen Gleichspannungsvoltmeter eingesetzt wird.

Die Schaltkreise IS_1 und IS_2 sind CMOS-Schaltkreise, die vier bilaterale Schalter enthalten. Die Differenzeingangsspannung wird alternierend an die Eingänge des offsetbehafteten Operationsverstärkers geschaltet. Die am Ausgang des Operationsverstärkers abgreifbare verstärkte Spannung wird durch den als Demultiplexer wirkenden Schaltkreis IS_2 auf die Kondensatoren C_1 und C_2 geschaltet. Der Widerstand R_1 wirkt mit den Kondensatoren C_1 und C_2 jeweils als Tiefpaß. Die an den Ausgängen A und B liegenden Spannungen haben die gleiche Offsetkomponente bei umgekehrtem Vorzeichen des Meßwertes. Die Differenzausgangsspannung $U_A - U_B$ besitzt dadurch scheinbar keine Offsetkomponente. Die Übertragungseigenschaften werden in starkem Maße durch das Tastverhältnis der Taktfrequenz und den Eigenschaften der als Multiplexer verwendeten bilateralen CMOS-Schalter bestimmt. Als Taktgenerator wurde in [1] die im Bild 2 gezeigte Schaltung angewandt. Durch das dem eigentlichen Generator folgende D-Flip-Flop wird die Forderung an das Tastverhältnis erfüllt. Gleichzeitig stehen nichtnegierter und negierter Takt an den Ausgängen Q und $\overline{Q}$ zur Verfügung.

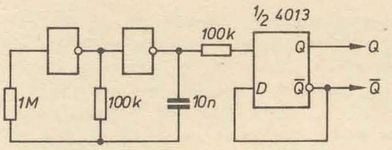


Bild 2: Taktgenerator

C. Kühnel

Literatur

[1] Hammond, G. C.: Chopper stabilised amplifier for d.c. voltmeter. Wireless World 85 (1979) H. 1522, S. 91

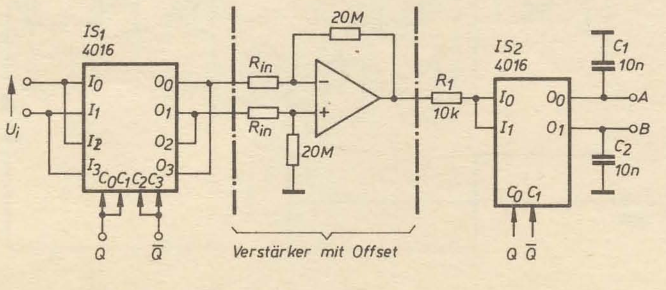


Bild 1: Chopperstabilisierter Verstärker

Bildaufnahme und Bildwiedergabe

● Durch eine veränderte Ansteuerung von Fluoreszenzanzeigen ergeben sich eine höhere Auflösung und die spätere Möglichkeit, derartige Anzeigeeinrichtungen auch für Fernseh- und Videozwecke einzusetzen. Herkömmliche Fluoreszenzanzeigen mußten zur Vermeidung des Schatteneffektes (Beeinflussung von Nachbarpunkten durch einen leuchtenden Punkt) einen relativ großen Punktabstand von 1 mm aufweisen. In der neuen Bildwiedergabeeinrichtung sind die Bildpunkte fluoreszierende Anoden in einer äquivalenten Triodenstruktur. Dabei werden durch die neue Ansteuerungstechnik jeweils jeder fünfte Bildpunkt miteinander verbunden, wobei die Anodenspannung zur Fluoreszenzauslösung verändert wird. Eine erste Anzeige dieser Art besteht aus einer Matrix aus 26 × 258 Punkten mit einem Punktabstand von 0,25 mm. Die Punktgröße ist 0,4 mm².

● Eine neue CCD-Bildaufnahmeeinrichtung besteht aus 640 000 Bildelementen (800 × 800) und ist auf Grund ihres breiten spektralen Empfindlichkeitsbereichs auch für astronomische Zwecke geeignet. Dazu wird eine spezielle Materialkombination bei der Herstellung der Bildaufnahmeeinrichtung verwendet. Ein anorganischer Phosphorüberzug an der Chiprückseite erweitert den Spektralbereich bis herunter zu 0,05 μm gegenüber 0,4 μm bei bisher realisierten MOS-Bildaufnahmeeinrichtungen. Das Phosphor absorbiert Photonen im Ultraviolettbereich und emittiert sie wieder im entsprechenden Spektralbereich, wodurch die CCD-Bildwiedergabeeinrichtung insgesamt empfindlicher wird. Die obere Grenze des Spektralbereichs liegt bei 1,1 μm. Hergestellt wird der Flächenbildsensor nach der Polysilizium-Gate-Technologie mit vergrabenem Kanal. Das ergibt minimales Rauschen. Die Betriebstemperatur liegt bei −100 °C, wodurch lange Belichtungszeiten für den speziellen Anwendungszweck ermöglicht werden.

● Eine Verbesserung auf dem Gebiet der Anzeige- und Bildwiedergabetechnik, die nach dem elektrochromen Verfahren arbeiten, ist mit Hilfe eines festen Elektrolyten möglich, der aus Lithiumnitrid besteht. Lithiumnitrid wird als polykristalline Schicht aus der Dampfphase auf der transparenten Elektrode (Wolfram- oder Tridiumoxid) abgeschieden. Die unter Schutzgas hergestellten Schichten sind stabil und zeigen eine etwa 10fach geringere elektrische Leitfähigkeit als Lithiumfluorid oder -jodid. Die mit Lithiumnitrid aufgebauten Anzeigezellen sind bedeutend flacher als bisherige Ausführungen und vermeiden häufig auftretende Abdichtprobleme beim Einsatz von flüssigen Elektrolytmaterialien. Der Temperaturbereich erstreckt sich von −55...+120 °C.

● Ein neuer Einchip-Farbvideosensor mit verbesserter Empfindlichkeit und verbesserter Auflösung gestattet den Aufbau von äußerst kleinen Videokameras, die gegenüber herkömmlichen Aufnahmeeinrichtungen nur etwa ein Drittel des Volumens beanspruchen. Die Empfindlichkeit des Sensors konnte dadurch erhöht werden, daß man die gesamte vordere Oberfläche aus einer fotoleitenden Schicht zur fotoelektrischen Umwandlung des Bildes gestaltete. Diese Schicht besteht aus einer Dünnfilm-Zinkselenid-Zinkkadmiumtellurid-Heterosperrschicht, die gegenüber blauem Licht empfindlicher als Siliziumfotosensoren ist. Die vertikale Abtastung wird mit Eimerkettenschaltungen im Siliziumchip unterhalb des Fotosensors vorgenommen. Horizontal wird über CCD-Schaltungen auf dem gleichen Chip abgetastet. Das im Farbsensor eingesetzte Mosaikfarbfilter weist eine höhere Auflösung als andere Filter auf, wobei die gleiche Anzahl von Elementen zur Anwendung kommen. Der Sensorchip ist 13 mm × 17 mm groß, die fotoempfindliche Fläche beansprucht davon 10,3 mm × 13,5 mm. Sie besteht aus 470 Elementen vertikal und 375 Elementen horizontal. Die Auflösung beträgt 280 Zeilen horizontal und 480 Zeilen vertikal bei einem Signal-Rauschverhältnis von wenigstens 43 dB.

MAA 723 von 0...33 V

Die am häufigsten verwendeten Schaltungen für die integrierte Schaltung MAA 723 überstreichen die Bereiche von 2...7 V und 7...33 V Ausgangsspannung [1]. Die Prinzipschaltung für $2\,V < U_A < U_R$ (interne Referenzspannung $U_R \approx 7{,}15\,V$) zeigt Bild 1a, die für $U_R < U_A < 33\,V$ Bild 1b. Bei der ersten Schaltung wird die Referenzspannung geteilt und mit der Ausgangsspannung verglichen, bei der zweiten wird die Ausgangsspannung geteilt und mit der Referenzspannung verglichen. Spannungen von 0...2 V können mit der Schaltung nach Bild 1a nicht erreicht werden, da sie nur mit einer Betriebsspannung arbeitet.

Die Schaltung nach Bild 2 ist für Ausgangsspannungen von 0...33 V geeignet. Befindet sich der Schleifer von P an U_R, so ergibt sich die Ersatzschaltung nach Bild 3a. Wird

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = E \text{ und } R_1 = R_3,\ R_2 = R_4$$

gewählt, so ist $U_A = 0$. Der Maximalwert für U_A ergibt sich, wenn der Schleifer von P auf null liegt. Nach Bild 3b wird dann $U_A = U_R E$. Die komplette Schaltung (Anschlüsse für TO-Gehäuse) zeigt Bild 4. Der Längstransistor wird

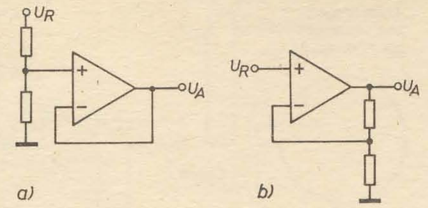


Bild 1

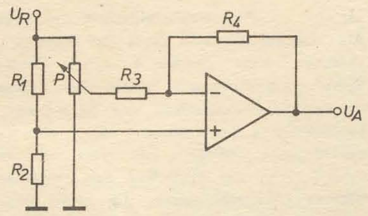


Bild 2

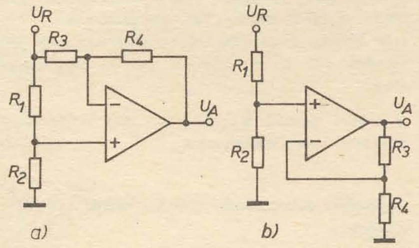


Bild 3

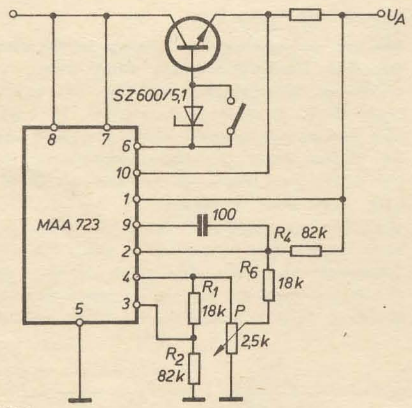


Bild 4

über eine Z-Diode angesteuert. Sie ist für $U_A < U_R$ erforderlich, vermindert aber die maximale Ausgangsspannung. Diesen Nachteil kann man umgehen, wenn sie bei höheren Ausgangsspannungen überbrückt wird. Das kann z. B. bei der Bereichsumschaltung erfolgen, wenn P durch Kombination von Festwiderständen und Potentiometer ersetzt wird oder durch Relais oder Transistoren, die bei Erreichen bestimmter Ausgangsspannungen anziehen oder leitend werden. Bei Verwendung äquivalenter integrierter Schaltungen im DIL-Gehäuse kann bei Beachtung des zulässigen Stromes die integrierte Z-Diode verwendet werden.

Abschließend wird noch darauf hingewiesen, daß $U_A = 0$ V nur erreicht wird, wenn der Reststrom des Längstransistors abgeleitet wird. Hierzu ist eine Konstantstromquelle zwischen Ausgang und einer negativen Hilfsspannung geeignet.

Dr.-Ing. P. Engler
Mitteilung aus der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt, Direktorat Planung und Ökonomie

Literatur

[1] Jungnickel, H.: Anwendung integrierter Spannungsregler. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 2, S. 85–87

[2] Thoss, D.: Null Volt aus dem IC 723. Funkschau 51 (1979) H. 13, S. 102

Patente

Fernsehstudioeinrichtung für automatisierte Fernsehprogrammproduktion

DD-WP 142 783[1])
Int. Cl.[3]: H 04 N 5/24
Anmelder: Deutsche Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt

Ziel der Erfindung ist, das für die Übertragung von Steuer- und Befehlsinformation notwendige und gebräuchliche separate Übertragungssystem einzusparen und den technischen Aufwand besonders klein zu halten. Daraus resultiert die Aufgabe, das vorhandene einkanalige Synchronisationssystem mitzubenutzen. Die Steuer- und Schriftinformationen werden mit Hilfe einer Informations-, Sende- und Empfangseinheit zeitmultiplex in die einkanalig kodierte Synchronisation eingesetzt und herausgelesen. Die hierfür notwendigen Schlüsselsignale werden aus der kodierten Einkanalsynchronisierung abgeleitet, wodurch die synchrone und laufzeitrichtige Zusammenschaltung verschiedener an der Programmproduktion beteiligter studiotechnischer Einrichtungen und das Einsetzen und Herauslesen an jeder beliebigen Stelle in der Fernsehstudioanlage möglich sind. Die Schriftübertragung erfolgt analog, wobei für die empfangsseitige Abbildung die üblich verwendeten Monitore benutzt werden können. Anwendungsgebiet sind Fernsehstudioanlagen mit kodierter einkanaliger Synchronisation.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Schneller Multiplikator

DD-WP 137 171[1])
Int. Cl.[2]: H 03 D 1/04
Anmelder: Akademie der Wissenschaften der DDR, Institut für Elektronik

Die Erfindung betrifft einen doppeltbalancierten Vierquadrantenmultiplikator, der als Phasendetektor, Mischer sowie als Verstärkungsregler, insbesondere in HF-Breitbandschaltungen, angewendet wird. Durch die Erfindung soll die Ausgangsbandbreite des Multiplikators wesentlich erhöht und gleichzeitig die dynamische Verzerrung der Kennlinie bei hohen Frequenzen beseitigt werden, was mit einer Vergrößerung der Eingangsbandbreite einhergeht. Die Aufgabe wird dadurch gelöst, daß die Ausgänge eines aktiven Multiplikators mit den Eingängen eines Differenzverstärkers mit hoher Leerlaufverstärkung und dessen symmetrische Ausgänge über identische Gegenkopplungswiderstände R_G mit Eingängen des Differenzverstärkers verbunden sind.

Der Differenzeingangswiderstand $R_{e\,diff}$ des linear gegengekoppelten Verstärkers ist um den Kopplungsgrad kleiner als der des nichtgekoppelten Differenzverstärkers. Dieser sehr niedrige Eingangswiderstand wirkt als Lastwiderstand des Kollektorkreises. Dadurch wird die Spannungsaussteuerung an den Kollektoren der Multiplikatortransistoren vernachlässigbar klein. Die Kollektorrückwirkung wird im Verhältnis

$$\frac{R_{e\,diff}}{R_G}$$

verminde:t.

Das Fehlen der Kollektorrückwirkung ermöglicht einen beliebig genauen Offsetabgleich und damit eine dynamische Trägerunterdrückung von mehr als 60 dB.

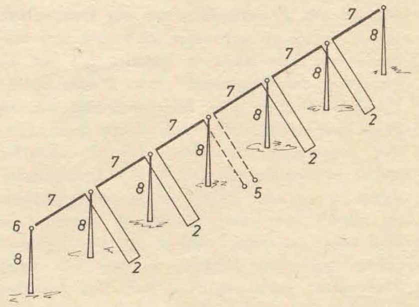
Der symmetrisch gegengekoppelte Differenzverstärker unterdrückt Gleichtaktsignalanteile an den Mischerausgängen; das Gegenkopplungssignal wirkt nur auf die symmetrischen Stromkomponenten. Dadurch unterliegen die Mischerausgangssignale einer zusätzlichen Zwangssymmetrierung, wobei die Arbeitspunktänderungen im Multiplikator sich weder auf den Arbeitspunkt am Ausgang noch auf die Symmetrie der Ausgangssignale auswirken. Die Gegenkopplung innerhalb der Multiplikatorausgangsstufe erhöht die Ausgangsbandbreite des Multiplikators nahezu um den Gegenkopplungsfaktor. Gleichzeitig wird die Belastbarkeit des Ausgangs durch Verringerung des Ausgangswiderstandes und durch die Möglichkeit, den Strom der Ausgangsstufen frei zu wählen, wesentlich vergrößert.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Speisesystem für ein orthogonales horizontales Richtantennenfeld

DD-WP 139 679[1])
Int. Cl.[3]: H 01 Q 3 26
Anmelder: Akademie der Wissenschaften der DDR, Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik

Die Erfindung betrifft ein Richtantennenfeld, das zur Erzeugung gebündelter Richtstrahlung im Bereich der Lang-, Mittel- und Kurzwellen geeignet ist. Derartige Richtantennenfelder werden bei der Untersuchung der Ionosphäre verwendet sowie in der Funktechnik zur Funkversorgung unter Ausnutzung der reflektierenden Eigenschaften der Ionosphäre. Ziel der Erfindung ist eine verbesserte Entkopplung der beiden orthogonalen Dipolfelder und eine verbesserte elektrische Symmetrie des Gesamtfeldes. Es soll eine hohe Entkopplung der orthogonalen Dipolfelder bei gleichzeitiger elektrischer Symmetrie der Anordnung gewährleistet werden.



Die Speisung der Dipolspalten erfolgt in der Mitte und die Erregung der auf die gespeisten Dipole folgenden kollinearen Dipole über Umwegleitungen. Jedes der orthogonalen Dipolfelder besteht aus sechs Spalten zu je sechs Dipolen ($m = n = 6$). Jede Spalte hat vier Umwegleitungen, die spiegelbildlich zu den Symmetrieebenen nach außen zum Boden geführt sind. Die Speiseleitungen sind paarweise in der Mitte zwischen zwei Spalten zum Boden geführt. Im Bild ist eine Dipolspalte in räumlicher Anordnung dargestellt. Die Umwegleitungen 2 und die Speiseleitung 5 sind zwischen den Dipolen 7 rechtwinklig zu diesen abgeknickt und schräg zum Boden geführt, wo sie verankert sind. Die Masten 8, deren Höhe kleiner als eine Viertelwellenlänge ist, tragen die gesamte Anordnung.

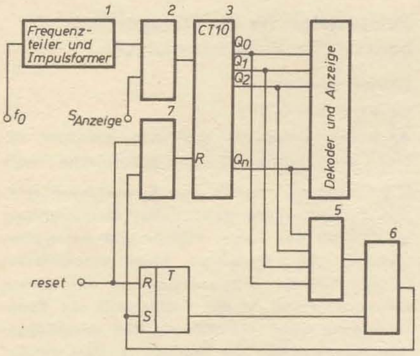
[1]) erteilt gemäß § 29 Absatz 1 des Patentgesetzes

Schaltungsanordnung zur digitalen Frequenzanzeige

DD-WP 142 636[1])
Int. Cl.[3]: H 03 K 21/18
Erfinder: Wolfgang Quendt

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Anzeige von Frequenzen in der Rundfunkempfangstechnik, die durch einfache, ohne mit erhöhtem Zusatzaufwand beschaltete Dezimalzähler gekennzeichnet ist. Das Grundprinzip besteht darin, daß ein Dezimalzähler über logische Netzwerke derart beeinflußt wird, daß

von einer Oszillatorfrequenz eine Zwischenfrequenz subtrahiert und eine um diese Zwischenfrequenz niedrigere Frequenz, die der Empfangsfrequenz entspricht, zur Anzeige gebracht wird. Dazu gelangt das Oszillatorsignal f_0 auf eine Frequenzteiler- und Impulsformerstufe 1, der ausgangsseitig eine Torschaltung 2 nachgeschaltet ist. Das frequenzverringerte und geformte Oszillatorsignal wird über die geöffnete Torschaltung 2 dem Dezimalzähler zugeführt. Die der zu subtrahierenden Zwischenfrequenz entsprechenden Ausgänge des Dezimalzählers sind auf ein Verknüpfungsnetzwerk 5 geführt, an dessen Ausgang beim Erreichen der Zwischenfrequenz ein logisches Signal zur Rücksetzung des Dezimalzählers erzeugt wird.



Gleichzeitig wird ein mit dem Ausgang der Torschaltung 6 verbundenes Flip-Flop umgeschaltet, dessen Ausgangssignal die Torschaltung 6 so beeinflußt, daß der zurückgesetzte Dezimalzähler bei nochmaligem Erreichen der Zwischenfrequenz im Zählvorgang nicht weiter beeinflußt wird. Das bedeutet, daß nach Erreichen der Zwischenfrequenz der Dezimalzähler einmalig zurückgesetzt wird und von Null beginnend alle weiteren Impulse bis zur Beendigung der Zählphase zählt. Dieser Zählerstand wird über eine Anzeigeeinheit zur Anzeige gebracht, wobei das durch Subtraktion der Zwischenfrequenz von der Oszillatorfrequenz entstandene Ergebnis der Empfangsfrequenz entspricht. Während der Anzeigephase ist die Eingangstorschaltung 2 gesperrt, so daß keine weiteren Impulse auf den Dezimalzähler gelangen können. Beginnt ein neuer Meßzyklus, dann müssen der Dezimalzähler und das Flip-Flop zurückgesetzt werden.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Abstimmschieber für koaxiale Leitungskreise

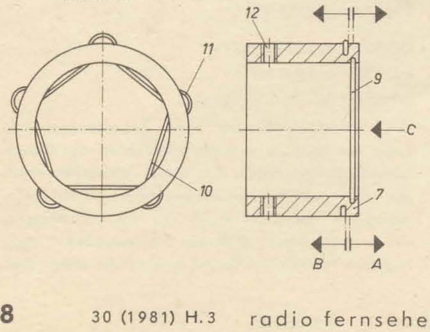
DD-WP 120 975[1])

Int. Cl.[3]: H 01 P 1/28

Anmelder: VEB Funkwerk Köpenick

Die Erfindung betrifft koaxiale Abstimmschieber, insbesondere für Filterschaltungen im VHF- und UHF-Bereich, die mit koaxialen Leitungsresonatoren aufgebaut sind. Sie werden vorzugsweise zur Abstimmung der zur Kompensation im Durchlaßbereich eingesetzten induktiv bzw. kapazitiv wirkenden Leitungskreise verwendet.

Das Bild zeigt den erfindungsgemäßen Aufbau des Abstimmschiebers. Ein rohrförmiges Führungsstück 7 ist am Ende mit einer äußeren 8



und einer inneren Ringnut 9 versehen, die zur Aufnahme der in Form eines gleichseitigen Vielecks ausgebildeten inneren 10 und äußeren Kontaktfeder 11 dienen. Über zwei Einstellschrauben, die in die Bohrung des Führungsstückes eingeschraubt sind, ist eine von außen zugängliche Verstellung des Schiebers mit einem Hub möglich. Während der Schieber z. B. zur Abstimmung eines induktiv verstimmten Leitungskreises eingesetzt werden kann, ist die Abstimmung eines kapazitiv verstimmten Kreises möglich, wenn man den gleichen Schieber ohne die innere Kontaktfeder 10 einsetzt. In diesem Fall entfällt auch die innere Nut 9. Der Innenleiterteil des Koaxialsystems wird hier von einem Isolierkörper vom Topfboden aus gehalten.

Durch mehrere Ringnuten mit inneren und äußeren dazugehörigen eingelegten Kontaktfedern kann die Lagestabilität bei eng toleriertem Führungsstück erhöht werden. Weiterhin kann – falls erforderlich – durch die höhere Zahl der Kontaktstellen der Übergangswiderstand zwischen Schieber und Außen- bzw. Innenleitersystem verringert werden.

[1]) teilweise aufgehoben gemäß § 6 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Datenwiedergabe von bewegten magnetischen Informationsträgern

DD-WP 140 394[1])

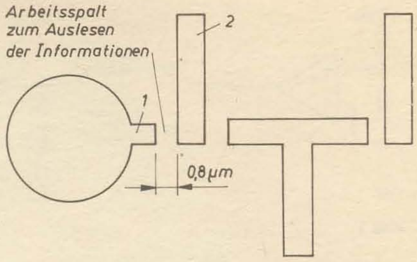
Int. Cl.[3]: G 11 B 11/00

Anmelder: Ingenieurhochschule Mittweida

Bekannte Vorrichtungen zur Datenwiedergabe von bewegten magnetischen Informationsträgern begrenzen durch ihre konstruktive Gestaltung, die auf den verwendeten Wiedergabeprinzipien beruht, die Informationsdichte auf dem bewegten Träger. Der Zweck der Erfindung besteht nun darin, die bei der Herstellung bekannter Wiedergabevorrichtungen mit engem Arbeitsspalt auftretenden technologischen Schwierigkeiten durch Anwendung eines anderen Speicherprinzips zu beseitigen.

Die Aufgabe wird dadurch gelöst, daß anstelle des Arbeitsspaltes des Wiedergabekopfes der Zwischenraum zwischen dem Generator eines magnetischen Domänenspeichers und der Leiteranordnung zum Domänentransport verwendet wird, die als Schichtelemente auf der Oberfläche eines für die Ausbildung von magnetischen Domänen geeigneten Materials aufgebracht sind. Beim Passieren des durch diese Schichtelemente gebildeten Zwischenraumes erzeugen die Flußwechsel der auf dem bewegten magnetischen Träger gespeicherten Informationen in dem unter den Schichtelementen liegenden geeigneten magnetischen Material Domänen, die in bekannter Weise abgespalten und über geeignete Leiteranordnungen, die auf dem entsprechenden magnetischen Material aufgedampft oder eingebrannt sind, transportiert werden können. Das Auslesen der vom Domänengenerator unter den Schichtelementen abgespaltenen und transportierten Informationen kann mit Hilfe eines magnetoresistiven oder Hallelementes erfolgen. Die Anordnung dieses Elementes in der Nähe des durch die Leiterelemente gebildeten Zwischenraumes bewirkt eine nur geringe Verzögerung gegenüber dem Zeitpunkt der Informationsauslese. Bei größerer Entfernung läßt sich eine zeitliche Verzögerung erreichen. Das an sich bekannte Verhalten der magnetischen Domänenspeicher gestattet weiterhin, die im Domänenspeicher befindlichen Informationen zeitlich zu speichern oder sie ganz bzw. teilweise über einen konventionellen Schreibkopf dem bewegten Informationsträger wieder einzuschreiben.

Für die Wirkungsweise ist es dabei grundsätzlich unerheblich, ob als Domänenspeicher Bubblespeicher oder Wandverschiebespeicher verwendet werden. Bei der technischen Realisierung sind für die geeignete Wahl des Speicherprinzips vor allem die Domänendurchmes-



ser und die Anisotropiefeldstärken maßgebend. Als Wiedergabespalt dient der Zwischenraum zwischen dem Zapfen 1 eines Permalloy-Bubblegenerators mit rotierendem, rückseitig anliegendem Treiberfeld und dem ersten Balkenelement 2 der Leiteranordnung zum Domänentransport (Bild). Der Abstand beträgt 0,8 µm. Die zum Abspalten der Domänen benötigte Treiberfeldstärke, die etwas über der für die Bubblefortbewegung erforderlichen Feldstärke liegt, wird durch die transversale Feldkomponente der Flußwechsel des bewegten Bandes geliefert. Die Leiteranordnungen sind aufgedampfte Permalloyschichten, die zum Schutz gegenüber der Schleifwirkung des Bandes mit einer dünnen Glasur überzogen sind.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

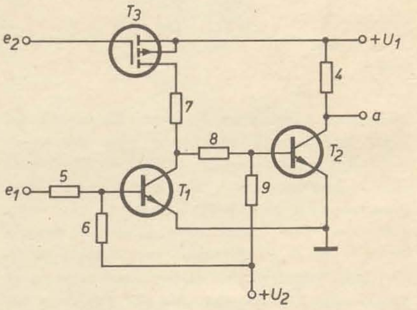
Schwellwertschalter mit binärem Steuereingang

DD-WP 142 486[1])

Int. Cl.[3]: H 03 K 17/30

Erfinder: Wolfgang Sinn

Bei der vorgeschlagenen Lösung wurde eine bekannte Transistorschaltung durch einen zusätzlichen Steuereingang e_2, der von einem MOSFET T_3 gebildet wird, ergänzt. Mit diesem Steuereingang kann in Abhängigkeit von den Signalpegeln der MOS-Schaltkreistechnik der Wirkungsmechanismus der übrigen Schaltung ein- oder ausgeschaltet werden. Bei stromführendem MOSFET wird die Schaltgeschwindigkeit des Schwellwertschalters nur unwesentlich beeinflußt. Die gleichstrommäßige Dimensionierung der beiden Spannungsteiler 5, 6 und 8, 9 ist so ausgeführt, daß die beiden



Transistoren T_1 und T_2, je nach Signalpegel am Eingang e_1, abwechselnd leitend sind. Sie haben beide die Funktion eines Negators. Wird am Eingang e_2 eine Spannung wirksam, die den MOSFET sperrt, dann wird T_2 über den Widerstand 9 mit Basisstrom versorgt und in die Sättigung gesteuert, unabhängig davon, ob am Eingang e_1 der Schwellwert erreicht wird oder nicht. Diese Wirkung stellt sich ein, da der hohe Source-Drainwiderstand von T_3 keinen Strom mehr durch T_1 fließen läßt. Somit ist es möglich, alle am Ausgang a angeschlossenen Verbraucherschaltkreise über Signale der bipolaren oder der unipolaren Schaltkreistechnik zu steuern. Die Schaltung ist vorzugsweise bei der Kopplung peripherer Geräte mit gemischter Schaltkreistechnik (RTL, TTL, MOS) einsetzbar.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 12. 1980 bis 15. 1. 1981

Herausgegeben vom ASMW – Fachgebiet Zeit und Frequenz

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | ≦ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender —0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | ≦ 0,0001 s

Information über UT 1 — UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
14. 12. 80–21. 12. 80	—0,2 s	+0,02 s
22. 12. 80–31. 12. 80	—0,2 s	0,00 s
1. 1. 81– 7. 1. 81	—0,2 s	—0,02 s
ab 8. 1. 81	—0,2 s	—0,04 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

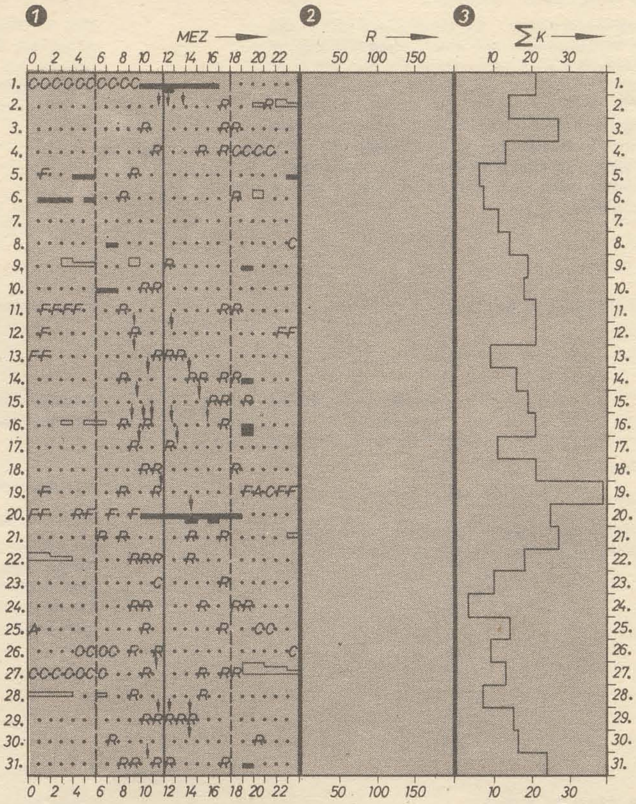
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $13^h 15^{min} 00^s$ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $13^h 15^{min} 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $13^h 05^{min}$ und $13^h 15^{min}$ UTC $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 12.	+0,005 413 2 s	+0,2
17. 12.	+0,005 413 1 s	—0,2
18. 12.	+0,005 413 0 s	—0,2
19. 12.	+0,005 413 0 s	—0,1
20. 12.	+0,005 416 5 s	—¹)
21. 12.	+0,005 416 3 s	—0,3
22. 12.	+0,005 416 3 s	nicht stabilisiert
23. 12.	+0,005 409 6 s	+0,2
24. 12.	+0,005 409 8 s	—0,1
25. 12.	+0,005 409 6 s	+0,1
26. 12.	—	nicht stabilisiert
27. 12.	—	nicht stabilisiert
28. 12.	—	nicht stabilisiert
29. 12.	+0,010 186 6 s	—0,4
30. 12.	+0,010 186 6 s	0,0
31. 12.	+0,010 186 7 s	+0,8
1. 1.	+0,010 182 5 s	nicht stabilisiert
2. 1.	+0,010 182 7 s	+0,7
3. 1.	+0,015 867 7 s	—0,3
4. 1.	+0,014 175 0 s	nicht stabilisiert
5. 1.	+0,015 864 2 s	+0,1
6. 1.	+0,015 864 2 s	—0,1
7. 1.	+0,015 864 0 s	0,0
8. 1.	+0,015 863 9 s	—0,1
9. 1.	+0,015 861 4 s	0,0
10. 1.	+0,015 865 0 s	—0,3
11. 1.	+0,015 865 0 s	—0,2
12. 1.	+0,015 861 3 s	—0,3
13. 1.	+0,015 861 3 s	0,0
14. 1.	+0,015 861 3 s	0,0
15. 1.	+0,015 861 3 s	0,0

¹) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-AUSBREITUNG

im Dezember 1980 und Vorschau für März 1981

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Dezember 1980

1 relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

Δf/f
+41 % und darüber
+31 ··· +40 %
+21 ··· +30 %
+20 ··· —20 %
—21 ··· —30 %
—31 ··· —40 %
—41 % und weniger
Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:

A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

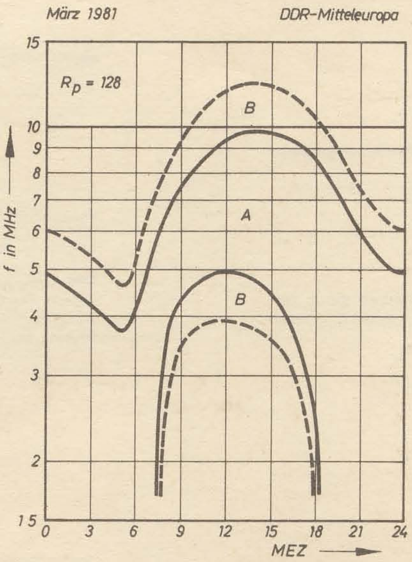
Bitte beachten Sie die Ergänzung auf S. 140

2 gemessene tägliche Züricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

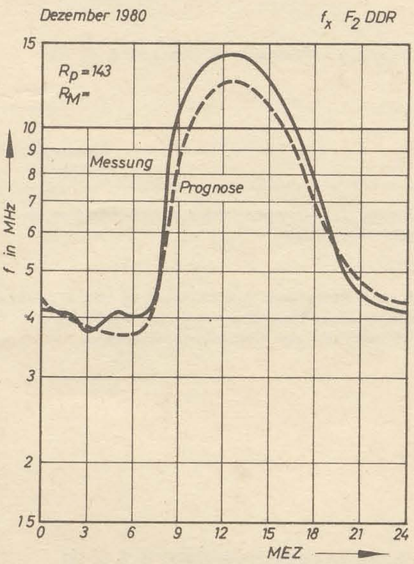
3 Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_p (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Vorschau für März 1981

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0...600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Technologie
Prüftechnologie

Ausbreitungswiderstandsmessungen an Si-Einkristallen

Dipl.-Chem. Bernd Mischke und Dr. Helge Riemann

Die Messung des Ausbreitungswiderstandes an Halbleitern dient der Bestimmung des spezifischen Widerstandes mit einer Ortsauflösung im μm-Bereich. Ein geeigneter Meßplatz wird vorgestellt, für den ein günstiges Meßverfahren ausgewählt wurde, um Si-Kristalle für die Verfahrensentwicklung der Einkristallzüchtung elektrisch zu diagnostizieren. Er arbeitet nach dem Einsondenprinzip (konstante 2-kHz-Wechselspannung von $\approx$ 2,5 mV an der Meßsonde). Meßgröße ist der fließende Strom, der frequenz- und phasenselektiv mit einem Fehler $<$ 3 % bei Signalamplituden von $\approx$ 25 μV nachgewiesen wird. Die Anwendung wird anhand einiger Beispiele beschrieben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 143

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Dividierer nach dem Sägezahnverfahren

Jürgen Schwarz

Der in diesem Beitrag beschriebene Dividierer arbeitet mit einer Genauigkeit kleiner 0,5 % und ermöglicht neben einer hohen Eingangsimpedanz für den Gleichanteil der Eingangssignale auch die Bildung des arithmetischen Mittels der Eingangssignale und die 10:1-Teilung des Zählerterms.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 153

Elektronische Geräte
analog

Logarithmischer Kennlinienschreiber

Dipl.-Ing. Wolfgang Heinemann

In diesem Beitrag wird ein Gerät beschrieben, mit dem I-U-Kennlinien in doppeltlogarithmischer Darstellung aufgezeichnet werden können.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 147

Bauelemente und -gruppen
Applikationen

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
digital

Periphere Schaltungen zu Ansteuergeräten mit U 706 D

Dr.-Ing. Günter Graichen

Da durch die Verwendung der IS U 705 D einheitliche Ansteuerschaltungen geschaffen werden können, unterscheiden sich die vorgesehenen Anwendungsschaltungen nur noch durch periphere Beschaltungen. In diesem Beitrag werden Anregungen für derartige Peripherieschaltungen gegeben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 156

Elektronische Meßtechnik
analog

Überlagerungsphasenmesser mit einer Phasenzeitauflösung von 1 ns

Dipl.-Ing. Klaus Witt

Der Beitrag stellt einen Überlagerungsphasenmesser für die analoge Messung bzw. Registrierung der Phasendifferenz von mehreren 5-MHz-Normalfrequenzen untereinander mit einer Phasenzeitauflösung von 1 ns vor. Auf eine Digitalisierung des Verfahrens wird hingewiesen.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 149

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Erzeugung einer IS-Versorgungsspannung

Dipl.-Ing. Werner Reckziegel

Der Beitrag beschreibt eisenlose Transverterschaltungen zur Erzeugung negativer Hilfsbetriebsspannungen (—3...—5 V bzw. —9 V) mit geringer Belastung (5...30 mA) aus der positiven Versorgungsspannung (+5 V bzw. +12 V) mikroelektronischer Schaltungen. Die Transverter bestehen jeweils aus einer TTL-IS und wenigen diskreten Bauelementen.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 159

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Erweiterung des Frequenzganges nichtinvertierender Operationsverstärker

Claus Kühnel

In diesem Beitrag wird die Erweiterung des Frequenzganges durch frequenzabhängige Rückkopplungen zur Verbesserung der Spannungsmessung an hochohmigen Objekten beschrieben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 151

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Taktgeberschaltungen mit U 124 D

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

Der CMOS-Schaltkreis U 124 D bietet neben seinem Hauptanwendungszweck die Möglichkeit, einen im Strombedarf genügsamen Taktgeber für den Sekunden- und Minutenbereich aufzubauen. Der Beitrag geht auf Probleme der praktischen Realisierung ein.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 160

Datentechnik
Datenübertragung

Kopplung eines KRS 4200 mit PDP 11.10

Dipl.-Ing. Wolfram Beger, Dipl.-Ing. Eberhard Hohdorf und Ing. Frank Gödicke

In diesem Beitrag wird das Prinzip einer Schaltung beschrieben, mit deren Hilfe ein KRS 4200 mit einem PDP 11 gekoppelt werden kann. Ziel der Kopplung ist es, die umfangreiche Peripherie des Robotron-Rechners auch für den PDP 11 zu nutzen.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 161

Ausstellungs- und Messeberichte — **Elektronische Meßtechnik**

Vorschau auf die Leipziger Frühjahrsmesse 1981

In diesem Beitrag werden einige Neuentwicklungen aus Betrieben der elektronischen Meßtechnik der DDR vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 175

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
digital

Mikrorechentechnik
Programmierung

Programmieren von EPROMs

Dipl. Ing. Gerhard Nicklisch und Dr.-Ing. Wolfgang Winter

In diesem Beitrag wird ein mit geringem Aufwand zu realisierendes, mikrorechnergesteuertes Programmiergerät für EPROMs der Typenreihe 2708 (8708) vorgestellt. Dabei werden neben dem Hardware-Aufbau die zur Programmierung erforderlichen Algorithmen und ihre programmtechnische Umsetzung erläutert.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 177

Fernsehtechnik
Wiedergabe

Datentechnik
Datenausgabe

Anzeigeeinheit für das Mikrorechnersystem K 1520

Dipl.-Ing. Helmut Sterl und Dipl.-Ing. Dankward Kurze

Als Ergänzung zu einem bereits früher beschriebenen mikrorechnergesteuerten Datensichtgerät wurde eine Steckeinheit für das Mikrorechnersystem K 1520 entwickelt, die den Anschluß eines (Farb-)Fernsehempfängers als Display an dieses System gestattet.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 180

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Passiver Verzögerungsmodul für digitale Signale

Dipl.-Ing. Günter Turinsky

In diesem Beitrag werden Verzögerungsmodule auf der Basis einer verdrillten Zweidrahtleitung vorgestellt und technische Kennwerte für vier erprobte Muster angegeben, wobei die für die Dimensionierung eines Moduls gültigen Gleichungen ebenfalls angeführt sind.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 181

Kraftfahrzeugelektronik

Vollelektronische Zündung für Ottomotoren

Gerd Pietzsch

Es wird eine vollelektronische Zündanlage für Vierzylinder-Viertakt-Ottomotoren beschrieben, die vollkommen ohne bewegte mechanische Teile arbeitet. Es werden Zündfunken mit einer Spitzenspannung von etwa 30 kV, einem Spitzenstrom von 7 A und einer Brenndauer von 150 μs erzeugt. Die Zündenergie beträgt mindestens 80 mWs.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 182

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Elektronischer Schalter mit Operationsverstärkereigenschaften

Dr.-Ing. Günter Halt

Der in diesem Beitrag beschriebene Schalter mit den Eigenschaften eines Operationsverstärkers kann in der elektronischen Meßtechnik für das Schalten von Gleich- und Wechselspannungen verwendet werden, wobei der Umschaltvorgang mit TTL-Signalen vorgenommen werden kann.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 184

Reparaturpraxis und Service

Speichertechnik
Magnetische Verfahren

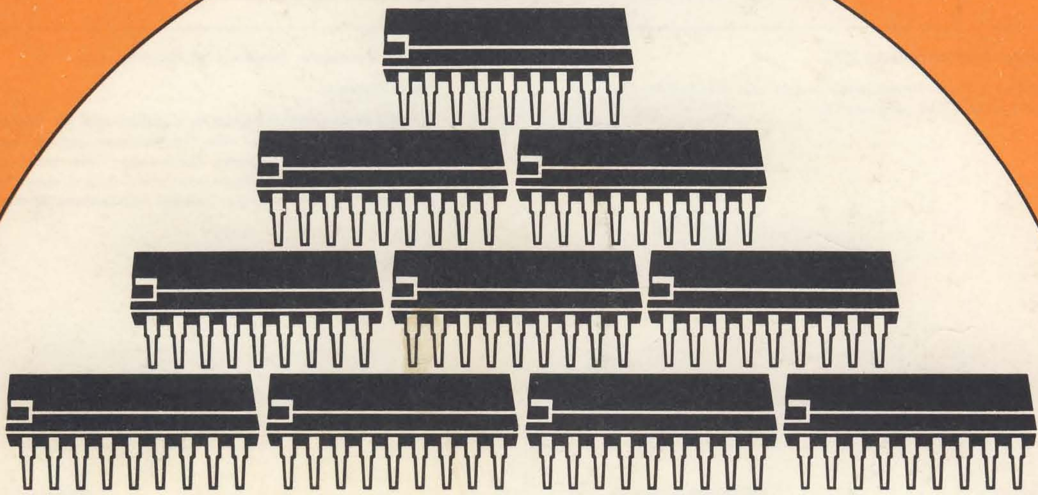
Drehmomentenmeßkassetten

Dipl.-Ing. Berndt Standfuß

Für Prüf- und Reparaturzwecke von Kassettentonbandgeräten werden spezielle Prüfmittel benötigt. Die Drehmomentenmeßkassette dient zur Überprüfung der Drehmomente am Auf- bzw. Abwickel von Kassettentonbandgeräten. Da Drehmomentenmeßkassetten in der DDR nicht handelsüblich sind, muß sie der Anwender selbst herstellen. Im Beitrag werden hierzu einige prinzipielle Aufbauten dieser Meßkassetten beschrieben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 3, S. 186

MOS-Halbleiter-Bauelemente auf die Sie bauen können



Transistoren · Sensorschaltkreise
Uhrenschaltkreise · Mikroprozessoren
und ihre LSI Interface-Schaltkreise
Halbleiterspeicher

veb funkwerk erfurt
im veb kombinat mikroelektronik

DDR - 501 Erfurt, Rudolfstraße 47

Exporteur electronic export-import DDR-Berlin